RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

4. JAHRG. 13 JULI 1955



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN W 8

Aus dem Inhalt

Titelbild:

Zusammenbau der Lautsprecher in der Montageabteilung des VEB (K) ELEKTRO-PHYSIKALISCHE WERKSTÄTTEN NEURUPPIN (siehe Beitrag Seiten 384 und 385) Aufnahme: Glass

Die Kurzwellenausbreitung vom 15. 5. bis 15. 6. 1955 und Vorschau für Juli 1955

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

Ausbreitungsbericht

Der Berichtszeitraum brachte wieder einige Ionosphärenstörungen. Diese waren aber bei weitem nicht so stark wie die schwere Störung im letzten Berichtszeitraum ab 25. 4. So lagen am 16. 5. die Grenzfrequenzen etwas unter dem vorhergesagten Wert, desgleichen am 26. 5. besonders gegen Abend. Im Fall der letzteren Störung kann es sich um eine Wiederholung der Störung vom 25. 4. handeln, sie war jedoch viel schwächer als diese.

In der genannten Erscheinung ist ein Beispiel dafür zu sehen, daß die Periodizität der Ionosphärenstörungen von der Dauer einer Sonnenrotation nicht immer gegeben ist. Das starke Störzentrum auf der Sonne, das die Störung vom 25. 4. verursachte, ist im Verlauf von 27 Tagen schon so weit abgeklungen, daß es kaum noch nennenswerte Störungen hervorruft. Weitere geringfügige Grenzfrequenzabfälle wurden am 31. 5. beobachtet, außerdem lagen am 5., 6. und 7. 6. über Mittag und in den Nächten vom 6. zum 7., 7. zum 8. und 8. zum 9. 6. die Grenzfrequenzen zum Teil erheblich unter den vorhergesagten Werten.

Die Aktivität der Sonne, ausgedrückt durch die Sonnenfleckenrelativzahlen, stieg in der zweiten Maihälfte von R = 0 bis auf R = 47, während in der 1. Junihälfte die Relativzahlen zwischen R = 10 und 20 lagen.

Starke Schwankungen des Erdmagnetfeldes wurden am 25. und 26. 5. und am 8. 6. beobachtet.

Der Jahreszeit entsprechend war die sporadische E-Schicht sehr intensiv, die short-skip-Bedingungen waren am 16. 5. morgens, am 20. bis 24. nachmittags und abends, am 28. 5. bis 1. 6. und am 3. und 9. 6. besonders gut.

Die Dämpfung war während des gesamten Berichtszeitraumes fast stets verhältnismäßig hoch.

Lge.

Vorschau für Juli

Der hochsommerliche Charakter des Grenzfrequenzverlaufes in der F_2-Schicht bleibt auch im Juli weiter bestehen. Allerdings sinken die Grenzfrequenzen gegenüber dem Juni schon wieder etwas ab. Die Mittagswerte für Mitteleuropa dürften bei etwa 5,0 bis 5,3 MHz liegen. Etwa gegen 20 Uhr Ortszeit ist das bekannte sommerliche Abendmaximum mit Grenzfrequenzen von etwa 5,5 bis 6,0 MHz zu erwarten. Die tiefsten Werte der Nachtgrenzfrequenzen dürften wieder zwischen 2,9 und 3,5 MHz liegen. Die Intensität der sporadischen E-Schicht wird weiterhin recht groß sein, und damit ist auch verhältnismäßig häufig mit guten short-skip-Bedingungen zu rechnen. Diese für den Funkamateur oft recht erwünschte Erscheinung hat auch unter Umständen für Weitstrecken Bedeutung, was an einem speziellen Beispiel erläutert werden soll.

Beträgt eine Entfernung zu dem Amateurpartner zum Beispiel 5000 km, so ist zweimalige Reflexion an der Ionosphäre notwendig; denn mit einem „Sprung", also einmaliger Reflexion an der F-Schicht, kann man höchstens 3600 km überbrücken. Bei zweifacher Reflexion an der F-Schicht werden dann mit jedem Sprung 2500 km überbrückt. Bestehen nun gute short-skip-Bedingungen, so kann eine der beiden Reflexionen an der F-Schicht durch eine E-Reflexion ersetzt werden. Die Sprungweite für den F-Sprung wird damit größer, die für den E-Sprung kleiner. Damit werden aber bei der F-Reflexion infolge des flacheren Einfalles höhere Frequenzen reflektiert als vorher, und diese werden wieder wegen der hohen Ionisation der E-Schicht an der fraglichen Stelle dort ebenfalls reflektiert. Die Bereiche brauchbarer Frequenzen werden erweitert.

Amateurberatung für den Monat Juli 1955

Gegenüber der Amateurberatung für Juni ergeben sich nur geringfügige Änderungen, so daß die günstigen Empfangszeiten die gleichen bleiben.

Die folgende Tabelle gibt die Zeiten an, in denen mit großer Sicherheit — von Ionosphärenstörungen abgesehen — Funkverkehr mit den angegebenen Gebieten erzielt werden kann. Die eingeklammerten Stunden geben Anfang und Ende der Zeiten an, in denen die Verkehrswahrscheinlichkeit über 30 bis 40 % liegt. Die Gebietseinteilung ist die gleiche wie im Vormonat. Eine Übersichtskarte dazu wurde in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1955) veröffentlicht (3. Umschlagseite).

Gerätebedingungen:
200 W ausgestrahlte Leistung, 5 µV/m Mindestfeldstärke am Empfangsort;
oder 100 W ausgestrahlte Leistung, 3 µV/m Mindestfeldstärke am Empfangsort.

Gebiet Nr.	Zeitangaben in MEZ für die Amateurbänder			
	3,5 MHz	7 MHz	14 MHz	21 MHz
1	(20—04)	(18) 19—05 (06)	(08) 19—22 (24)	—
2	—	(18) 19—06 (07)	(06) 15—21 (23)	(19—20)
3	—		(06—08)	
		(19) 20—03 (05)	(17) 18—20 (21)	(18—19)
4	—	(00) 02—05 (06)	(10) 22—23 (24)	—
5	—	(04—05)	(21—24)	—
6	—	(02) 03—04 (05)	(22) 00—01 (03)	—
7	—	(22) 23—04 (06)	(20) 21—24 (02)	(21—22)
8	—	(00—05)	(20) 21—23 (01)	—
9	—	(19) 20—21 (22)	(02) 17—18 (22)	—
10	(20) 21—23 (24)	(17) 18—02 (03)	(05—21)	—
11	—	(18) 20—23 (24)	(13) 15—17 (21)	—
12	—		(03—06)	
		(18) 19—01 (02)	(12) 17—19 (23)	—
13	—	(19—22)	(00—01)	—
14	—	(18) 22—06 (07)	(05) 20—21 (24)	—
15	—	(19—23)	(00—01)	—
			(14—16)	
16	—	—	(00—24)	—

Auf 28 MHz sind unter normalen Verhältnissen keine Verbindungen zu erwarten.

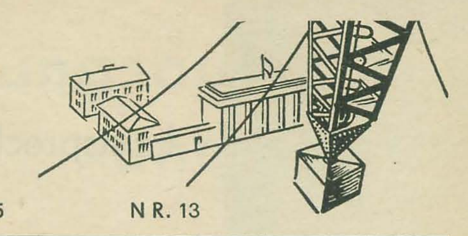
Verlag „Die Wirtschaft", Verlagsdirektor Heinz Friedrich

Chefredakteur: Rudolf Nehring, verantwortlicher Fachredakteur: Ing. Karl Kiehle, Berlin-Treptow, Puschkinallee 3, Fernruf: 67 87 41, Fernschreiber 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft", Berlin W 8, Französische Straße 53—55, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Auszüge und Übersetzungen nur mit Quellenangabe gestattet. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen" erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM.

Zuschriften an Redaktion „Radio und Fernsehen", Berlin-Treptow, Puschkinallee 3.

RADIO UND FERNSEHEN

4. JAHRGANG 1. JULIHEFT 1955 NR. 13



Die Vertragswerkstatt ist kein Versuchslabor!

Unbestritten hat die Produktion von Rundfunk- und Fernsehempfängern und deren Zubehör während der letzten Jahre in unserer Deutschen Demokratischen Republik einen großen Aufschwung genommen. Es gibt aber einige Erscheinungen, die sowohl dem Käufer als auch den Handelsorganen ständigen Kummer bereiten: dem Käufer, weil er gezwungen ist, von Geschäft zu Geschäft zu wandern, um eines der Geräte zu erwerben, die ihm als wenig störanfällig und besonders preisgünstig empfohlen wurden, und dem Handel, weil er trotz vieler Bemühungen noch nicht zu aller Zufriedenheit zwischen Angebot und Nachfrage, zwischen Produzent und Konsument regulierend und vermittelnd wirken kann.

Ist die Vertragswerkstatt ein Versuchslabor? Diese Frage erschien mit einiger Berechtigung im Monatsbericht einer großen Verkaufsstelle Mitteldeutschlands. Nehmen wir zum Beispiel die Magnettonbandschatulle „MTG 23 Topas", die seit ihrem Erscheinen auf dem Markt ständige Reklamationen verursacht hat. Ein Hauptfehler liegt bei der stark mikrofonempfindlichen Röhre EF 14. Da die vom Herstellerwerk gelieferten Metallkappen nicht in allen Fällen helfen, sind die Kollegen der Verkaufsstellen bei entsprechenden Reklamationen gezwungen, aus ihren Beständen die klingfreien Röhren herauszusuchen, wobei die Verpackung geöffnet werden muß, so daß die Röhren vom späteren Käufer zurückgewiesen werden können. Auch die häufig auftretenden Netzbrummstörungen lassen eine noch nicht befriedigende Entwicklung und Erprobung des Gerätes erkennen. Die gerätebauende Industrie muß ihren Konstruktionen unbedingt die Durchschnittsqualität der vorhandenen Bauelemente zugrunde legen, wobei nicht gesagt ist, daß sie nicht sehr klare und konkrete Forderungen an die Bauelementenindustrie stellen soll.

In vielen Betrieben wird noch der Fehler begangen, daß die geplanten Einsparungen auch auf Kosten der Ersatzteilefertigung und der Garantiereparaturen realisiert werden. Jeder verantwortungsbewußte Wirtschaftsfunktionär sollte aber erkennen, wie kurzsichtig eine derartige Praxis ist. Zehn einwandfrei und schnell ausgeführte Garantiereparaturen oder Ersatzteillieferungen werden kaum beachtet, weil das vom Verbraucher mit Recht als eine Selbstverständlichkeit angesehen wird. Eine Reparatur mit einer Wartezeit von mehreren Monaten wird jedoch zum Anlaß, die Unzulänglichkeit der Industrie mit mehr oder weniger scharfen Worten zu kritisieren. Den Schaden aber haben wir alle, denn die „öffentliche Meinung" fällt sehr schnell ein verallgemeinerndes Urteil — und jedes nichtverkaufte Gerät bedeutet gebundene Umlaufmittel, die sich für andere Zwecke nicht einsetzen lassen.

Es ist auch gerade kein Musterbeispiel für einen guten Kundendienst, wenn für die oft beanstandeten Lautsprecher des Empfängers AT 1194 „Amati" zwar Ersatzlautsprecher geliefert werden, deren Einbau aber wegen mechanischer Abweichungen des Ersatztyps einige Schwierigkeiten bereitet. Auf jeden Fall sollte das Herstellerwerk die benötigten Schrauben und sonstigen Teile mitliefern, wenn sich solche Umstellungen notwendig machen.

Ein, man könnte sagen, typisches Beispiel für schlechte Reaktionsfähigkeit und mangelnde Initiative von seiten der Industrie und der verantwortlichen Planungsstellen ist die Batterielieferung für Kofferempfänger. Nachdem die gleiche Kalamität bereits einmal bei dem Empfänger 6 D 71 auftrat, begann dieses heitere Spiel mit dem Empfänger „Libelle" von neuem. Zwar ist inzwischen eine Besserung eingetreten, trotzdem muß aber gesagt werden, daß der Handel die mangelhafte Qualität der Batterien, die schließlich zu einer Umdisposition in der Industrie führten, schon sehr lange signalisiert hatte. Die fehlenden Batterien sind schuld, daß viele Kofferempfänger bisher keine Abnehmer fanden.

Unsere kritischen Bemerkungen sollen die unbestreitbaren Erfolge unserer Rundfunkindustrie in keiner Weise schmälern. Die Werktätigen der Industrie müssen aber beachten, daß es nicht darauf ankommt, daß und ob überhaupt produziert wird. Gemeinsam mit dem Handel und den Organen der Planung müssen sie das Sortiment der Erzeugnisse trotz der anzustrebenden Typenbereinigung und Rationalisierung so gestalten, daß es qualitativ und quantitativ jedem Wunsch so weit wie möglich gerecht wird.

Gewiß wäre auch über unsern Handel ein ernstes Wort zu sagen. Das kann aber an der Verantwortlichkeit der Produktionsbetriebe gerade für solche Erscheinungen wie die von uns erwähnten nichts ändern. Die genannten Beispiele sind nur wahllos aus einer großen Zahl ähnlicher Beobachtungen herausgegriffen. Sie sind aber typisch für einen mehr oder weniger überall verspürbaren „Produktionsegoismus", einer Produktion für die Planerfüllung und nicht für die Menschen, die diesen Plan aufgestellt haben. Wenn jeder Werktätige der Industrie daran denkt, daß er beim Verlassen des Werktores vom Produzenten zum Konsumenten wird, daß er sich beim Einkauf über die gleichen Unzulänglichkeiten ärgern muß, die ja auch eine große Zahl anderer Menschen beim Kauf der von ihm gefertigten Bedarfsgüter registrieren wird, dann dürften ähnliche Dinge bald der Vergangenheit angehören. Und es sollte im Grunde genommen nicht mehr notwendig sein, daran zu erinnern, welche wichtige, wenn nicht gar ausschlaggebende Rolle im Kampf um die Einheit unseres Vaterlandes die Qualität unserer industriellen Erzeugnisse spielt. Dieser großen Verantwortung sei sich auch jeder Werktätige der Funkindustrie voll bewußt!

Giselher Kuckelt

Nachrichten

● Eine Tagung der Akademie der Wissenschaften der UdSSR über wissenschaftliche und technische Probleme der friedlichen Verwendung der Atomenergie ist für die Zeit vom 1. bis 5. Juli nach Moskau einberufen worden. Es sind Referate über die Arbeiten der Akademie der Wissenschaften der UdSSR an Uran-Graphit-Reaktoren, über die Erforschung der Kernprozesse bei hohen Energien in Zyklotronen, über radiochemische Untersuchungen der Produkte der Kernumwandlungen beim Beschuß von hoher Energie sowie über Ergebnisse und Perspektiven der Anwendung radioaktiver Isotope in der Biochemie vorgesehen. Neben Wissenschaftlern aus den großen sowjetischen Forschungsstätten werden Ingenieure und Techniker aus der Industrie und Fachkräfte der Landwirtschaft an dieser Tagung teilnehmen. Außerdem wurden Wissenschaftler aus 41 Ländern der Welt eingeladen.

● In der Anstalt für radioaktive Isotope beim Physikalischen Institut der Polnischen Akademie der Wissenschaften in Warschau wird in Kürze ein elektrostatischer Akzelerator vom Typ Van de Graaff mit einer Spannung von 4 Millionen Volt in Betrieb genommen. Dank der erreichten Spannung von 4 Millionen Volt wird man einen Strom geladener Partikel (Protonen, Deuteronen) mit großer Energieladung erhalten können. Mit diesen Teilchen werden die Atome verschiedener Elemente beschossen. Von Protonen oder Deuteronen beschossene Atome verwandeln sich in radioaktive Isotope eines anderen Elements. Die Radioaktivität dieser Isotope wird der Gegenstand von Forschungen sein, die eine bessere Kenntnis der Struktur des Atomkerns zum Ziele haben. Mit dem Bau des Beschleunigers für Elementarpartikel, befaßt sich eine Gruppe junger Wissenschaftler unter Leitung von Professor A. Soltan.

● Im Interesse einer höchstmöglichen Betriebssicherheit bei der Ausstrahlung von Rundfunksendungen entwickelte Telefunken einen UKW-Zwillingssender mit Selbstschaltung. Mit Hilfe einer besonderen Überwachungseinrichtung löst eine im Zwillingssender eingebaute Automatik selbsttätig die Umschaltung aus, sobald der gerade arbeitende Sender einen festgelegten Leistungswert unterschreitet. Selbst kleinere Störungen in einer Stufe der Senderanlage werden dadurch ohne Eingreifen von Überwachungspersonal durch die denkende Automatik vom Hörer nicht wahrgenommen.

● 151 000 DM Jahresnutzen sind das Ergebnis von 74 von den Werktätigen des VEB Funkwerk Erfurt eingereichten und bereits verwirklichten Verbesserungsvorschlägen. So werden allein durch den Verbesserungsvorschlag des Meisters Albert Müller aus der Abteilung Senderöhren in diesem Jahr 6012 DM eingespart. Durch eine vom Kollegen Müller konstruierte Vorrichtung wird bei der Senderöhre 304 ein zentrischer Sitz der Anode im Glaskolben ohne viel Nacharbeit erreicht.

Nach einem Verbesserungsvorschlag des Technologen Artur Weigold wird die Gitterzuleitung der Senderöhre jetzt aus zwei Teilen hergestellt, woraus neben einer kürzeren Bearbeitungszeit eine jährliche Einsparung von 97,5 kg Elektrolytkupfer resultiert.

● Mehr als 800 Forscher und Interessenten an der Nutzbarmachung der Sonnenenergie, die einem Gremium für angewandte Sonnenenergie angehören, werden in der Zeit vom 1. bis 5. November in Phoenix, Arizona, zu einer Tagung zusammenkommen. In den Vorträgen bedeutender Wissenschaftler, zu denen unter anderem Prof. Felix Trombe vom Laboratorium für Sonnenenergie, Paris, Dr. Hiroshi Tamiya vom Tokugawa Institut für biologische Forschung, Tokio, Dr. Harold Heywood von der Universität London, Dr. H. C. Hottel vom Institut für Technologie in Massachusetts gehören, werden vor allem verschiedene Möglichkeiten der Nutzbarmachung der Sonnenenergie, ihre Anwendung und Wirtschaftlichkeit behandelt. Technische Vorführungen, Versuche und Diskussionen über alle behandelten Probleme werden das Tagungsprogramm ergänzen, das unter der Leitung von Dr. Dan McLachlan vom Stanford Research Institut in Phoenix ausgearbeitet wird.

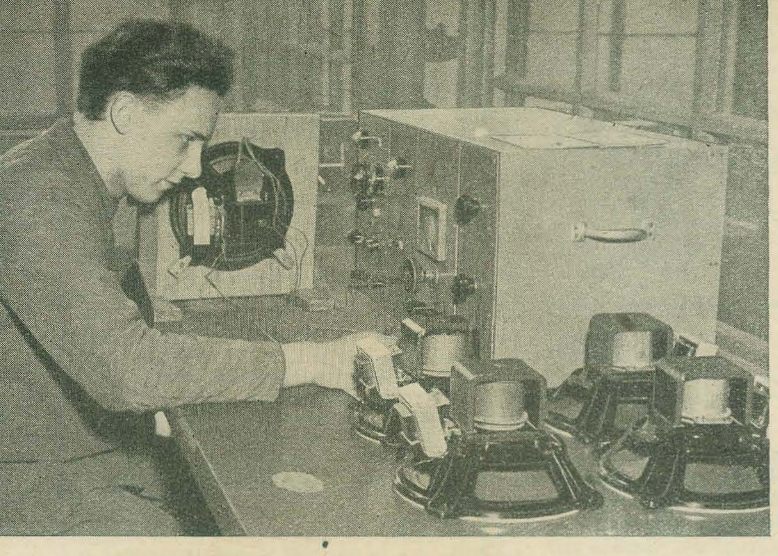


Bild 1: Lautsprecherprüfung mit dem Tongenerator

Lautsprecherbau im VEB (K) ELEKTRO-

Besondere Beachtung fand während der diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse ein Betrieb der Bauelementeindustrie. Der VEB (K) Elektro-Physikalische Werkstätten Neuruppin zeigte auf seinem Stand in Halle VII der Technischen Messe Lautsprecher, die durch ihre guten Wiedergabeeigenschaften und den einwandfreien mechanischen Aufbau alle Merkmale guter Qualität aufwiesen. Ausgeführt waren die Lautsprecher als Tonsäulen für Innenraumbeschallung, Ecklautsprecher mit Kombinationen von Hoch- und Tieftonsystemen, die durch verschiedene Abstrahlrichtungen der einzelnen Systeme eine gute Raumklangwirkung erzielten, und als Wandlautsprecher, bei denen die Lautsprecherchassis mit besonderen zusätzlichen Hochtonkegeln versehen waren.

Wir haben den VEB (K) Elektro-Physikalische Werkstätten in Neuruppin besucht und uns einen Überblick über die Fertigung der Lautsprechersysteme verschafft. Es ist erstaunlich, wie es diesem Betrieb gelungen ist, sich unbestreitbar eine gute Position in der Reihe der Betriebe der Bauelementeindustrie zu schaffen. Der VEB (K) Elektro-Physikalische Werkstätten konnte seine Produktionsziffern ständig erhöhen, und die Zahl der Beschäftigten ist in stetem Wachsen begriffen. Leider begrenzen sowohl die Raumfrage als auch die vorhandenen Maschinen eine weitere Erhöhung der Beschäftigtenzahl, so daß die Einführung von Schichtarbeit notwendig wurde.

Die Lage des Betriebes hat es mit sich gebracht, daß man sich weitgehend von der Zulieferung von Halbfertigfabrikaten unabhängig machte. So werden die Magnetbügel in eigener Werkstatt auf einer 140-Tonnen-Presse (Bild 2) aus 8 mm dickem Korbblech geschnitten und gebogen. Die hierfür notwendigen Schnitte und Stanzen fertigt der Betrieb selbst. Während früher bei Bruch eines Werkzeuges langdauernde Störungen im Produktionsablauf eintraten, können durch die Einrichtung eines eigenen Werkzeugbaus an Maschinen und Werkzeugen auftretende Schäden in kürzester Zeit behoben werden.

Die auf der Presse geschnittenen und gebogenen Bügel zur Aufnahme des Kernes und zur Montage der Erregerspule des elektrodynamischen Magnetsystems werden im weiteren Produktionsgang auf das genaue Maß gehobelt und unter Verwendung von Speziallehren gerichtet und gebohrt. Das Eindrücken der verzinkten Kerne, die aus blankgezogenem oder warmgewalztem Rundmaterial im Betrieb hergestellt werden, erfolgt ebenfalls nach einer Lehre auf einem Balancier (Bild 3). Für sämtliche erforderlichen Oberflächenveredlungen ist eine eigene Galvanik und Spritzerei vorhanden.

Zur Herstellung der Wickel für die Feldspulen der elektrodynamischen Lautsprecher und der Ausgangsübertrager wird eine Wickelmaschine verwandt, auf der jeweils sechs Wickel gleichzeitig gefertigt werden können (Bild 4). Eine sinnvolle Zusatzvorrichtung ermöglicht ein fast ununterbrochenes Wickeln. Alle vorbereitenden Arbeiten, zum Beispiel das Einrichten sowie die Arbeiten nach dem Bewickeln, wie Festlegen der letzten Windung und Herausführen der Anschlußenden, führt die Wicklerin nicht mehr aus. Die bereits vorbereiteten Wickelträger werden der Wicklerin durch einen schwenkbaren Wickelbaum zugeleitet. Sie legt die sechs Wickelträger mit wenigen Handgriffen in die entsprechende Vorrichtung der Wickelmaschine und gibt sie nach dem Bewickeln auf den schwenkbaren Spulenträger zurück, der die Wikkel durch eine Schwenkung um 120° dem dritten Arbeitsplatz zuführt, an welchem die Nacharbeiten vorgenommen werden. Gleichzeitig ist wieder ein neuer vorbereiteter Wickelbaum mit sechs Wickelträgern am Arbeitsplatz der Wicklerin angekommen. Durch diese für den Betrieb patentrechtlich geschützte Einrichtung verkürzen sich die Standzeiten wesentlich. Die Arbeitsleistung dieser von einer Wicklerin und zwei Zuarbeiterinnen bedienten Maschine entspricht der Leistung von 18 einfachen Wickelmaschinen. Eine weitere Zeiteinsparung wird dadurch erreicht, daß sich die Standzeiten der Maschine auf ein Minimum begrenzen lassen.

Nach dem Wickeln gelangen die Übertrager und Spulen in die Vormontageabteilung, wo sie mit Schutzpapier umwickelt, die Anschlußenden an den Lötösen angelötet und die Kernbleche gestopft werden (Bild 5). Im Anschluß an ein gründliches Prüfen auf den vorgeschriebenen Widerstand, etwa vorhandene Kurzschlußwindungen oder Durchschläge kommen die Übertrager und Spulen in das Zwischenlager.

Besondere Sorgfalt erfordern das Magnetisieren und der Zusammenbau der Magnetsysteme. Als Material für die Magnete dient Maniperm vom VEB Keramische Werke Hermsdorf in Thüringen für die größeren Lautsprecher-

Bild 2: Schneiden der Magnetbügelbleche auf der 140-Tonnen-Presse

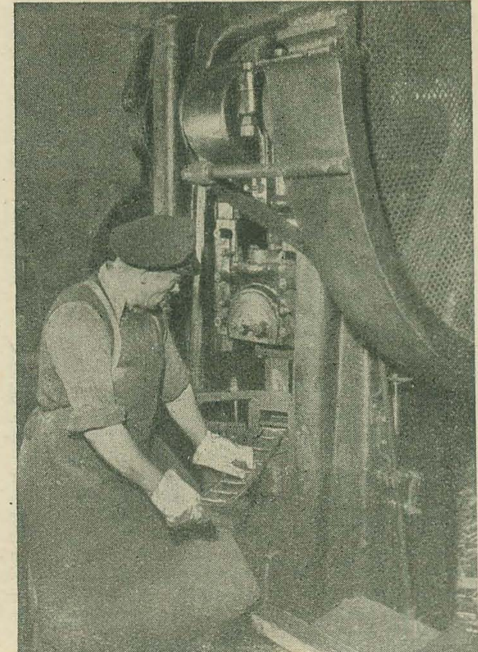
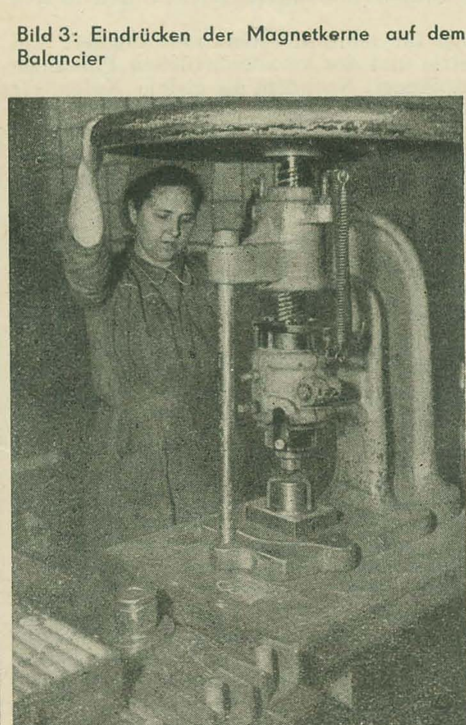


Bild 3: Eindrücken der Magnetkerne auf dem Balancier



PHYSIKALISCHE WERKSTÄTTEN NEURUPPIN

systeme und Alni 120 vom VEB Hartmetallwerk Immelborn für die kleinen 1- und 2-W-Systeme. Während die Aluminium-Nickel-Legierung Alni 120 erst nach dem Zusammenbau magnetisiert werden darf, wird Maniperm bereits vorher magnetisiert, da dieses Material so gut wie keine Alterung zeigt. Die erreichte Luftspaltinduktion beträgt bei den verschiedenen Typen 6000 bis 9500 Gauß.

Es ist eine bekannte Tatsache, daß die Magnetsysteme der permanentdynamischen Lautsprecher, sofern sie nicht aus Maniperm bestehen, viel von ihrer ursprünglichen Luftspaltinduktion verlieren, wenn man sie anläßlich einer Reparatur des Lautsprechers auseinandernimmt und wieder zusammenbaut. Es sollte deshalb in jedem Falle vermieden werden, die Permanentmagnetsysteme, wenn nicht bekannt ist, aus welchem Material sie bestehen, auseinanderzunehmen.

Die Montage der Lautsprechersysteme erfolgt nach einem wohldurchdachten Arbeitsrhythmus. Da die Zeiten der verschiedenen Arbeitsgänge beim Montieren der Lautsprecher sehr unterschiedlich sind und zum Erhärten der für die Membranbefestigung verwendeten Klebemittel Standzeiten eingelegt werden müssen, ist die Einrichtung eines Fließbandes nicht möglich. In dem Betrieb benutzt man deshalb kleine Wagen, die entsprechend den erforderlichen Standzeiten weitergeleitet werden können. Die Einzelteile für je 10 Chassis werden auf diesen Wagen zusammengestellt und an den Arbeitsplätzen der Montageabteilung entlanggeführt. Neben den mechanischen Arbeiten des Zusammenbaus von Lautsprecherkorb, Magnetsystem und Ausgangsübertrager spielen bei der Montage der Lautsprecher Klebearbeiten eine wichtige Rolle. Durch eine neuartige Gewebe-Membranzentrierung sowie eingeklebte Staubringe sind die empfindlichen Teile des Systems absolut staubgeschützt. Der Vorgang des Einklebens der Membran und der Zentrierung ist dadurch wesentlich vereinfacht worden, daß die Preßstoffkörbe bereits während ihrer Herstellung an den zur Membranbefestigung vorgesehenen Stellen Saugrillen erhalten. Das bisher erforderliche zeitraubende und infolge starker Staubentwicklung gesundheitsschädliche Aufrauhen der Klebeflächen erübrigt sich durch diese Saugrillen.

Die fertigen Lautsprechersysteme gelangen direkt von der letzten Montiererin in das Prüffeld. Hier wird jeder Lautsprecher mit einem Tongenerator auf seinen Frequenzgang und die Resonanz geprüft (Bild 1). Sind die Lautsprecher mit dem Gütezeichen versehen, erfolgt die Verpackung. Auch hier zeigt es sich, wie man von seiten des Betriebes bemüht ist, unter Berücksichtigung größter Sicherheit für das Erzeugnis Transportraum, Material und Kosten einzusparen. Jeweils vier Lautsprechersysteme finden in einem festen Karton Platz, der durch Trenn- und Stützwände eine sichere und vor allen Dingen raumsparende Lagerung der Lautsprecher während des Transportes ermöglicht (Bild 6).

Das Material für die Lautsprecher wird auf Grund von Freundschaftsverträgen zu 60% von anderen Werken aus deren inneren Reserven zur Verfügung gestellt.

Der Frequenzbereich der Lautsprecher wird durch einen zusätzlichen Hochtonkegel wesentlich erweitert. So gibt beispielsweise der 6-W-Ovallautsprecher Typ 120 Frequenzen von 50 Hz bis 14 kHz einwandfrei wieder. Zu den gebräuchlichsten



Bild 6: Verpacken der Lautsprecher

in der Fertigung befindlichen Typen permanentdynamischer Lautsprecher mit einer Nennbelastbarkeit von 4 bis 6 W in runder oder ovaler Ausführung werden ein 8-W- und ein 2-W-System als Ovallautsprecher entwickelt. Das 2-W-System ist ein Spezialhochtonlautsprecher für Raumklanggeräte. Die Entwicklung eines 1-W-Ovallautsprechers, den man sowohl zur Abstrahlung der hohen Frequenzen wie zum Einbau in Diktiergeräte verwenden kann, ist bereits abgeschlossen. Sämtliche Typen können auch als elektrodynamische Lautsprecher geliefert werden.

Es spricht für die Qualität der Erzeugnisse des VEB (K) Elektro-Physikalische Werkstätten Neuruppin, daß die Lautsprecher nicht nur auf dem Inlandsmarkt Absatz finden, sondern auch in Exportgeräten unserer volkseigenen Betriebe enthalten sind und so einen mitbestimmenden Faktor im Außenhandel unserer Deutschen Demokratischen Republik bilden.

Kusserow

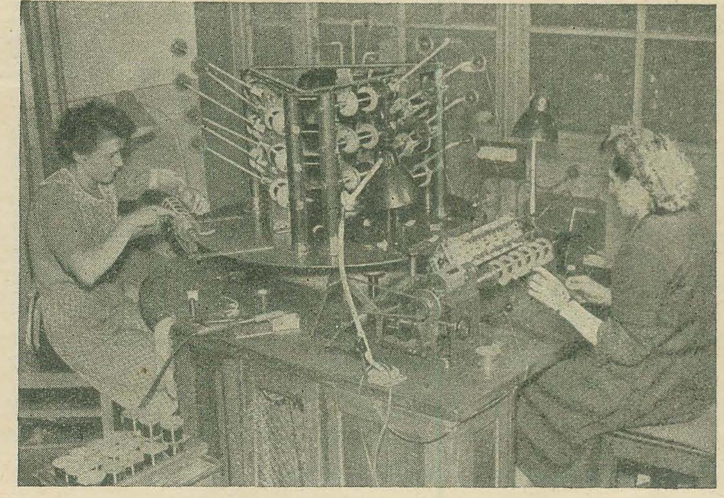


Bild 4: Wickeln der Feldspulen für die elektrodynamischen Lautsprecher

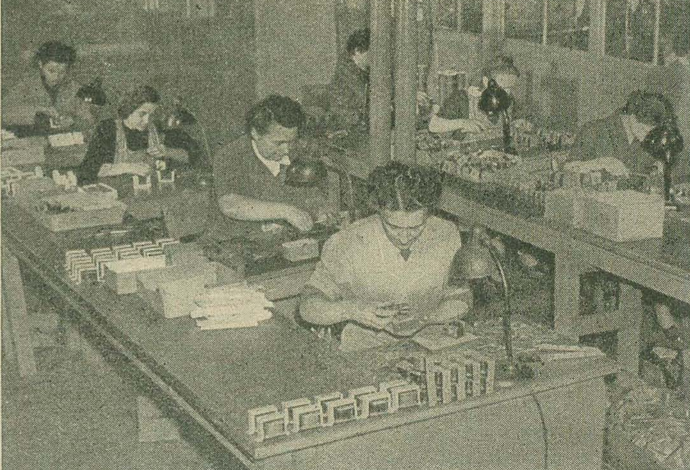




Bild 5: Stopfen und Montieren der Übertrager

WERNER TAEGER

Funktionsbeschreibung des TE KA DE-Fernsehempfängers 3 S 53

Der Tuner dieses Fernsehempfängers ist mit einem Kanalwähler für die 10 Fernsehkanäle in den Bändern I und III und zwei Reservekanäle ausgerüstet. In der HF-Eingangsstufe wird eine Doppeltriode PCC 84 in Kaskodeschaltung verwendet, die Rauschzahl der Schaltung soll nach Angaben von TE KA DE je nach dem eingestellten Kanal 6 bis 10 kT_0 betragen. Als Mischstufe und Oszillator (in Colpittsschaltung) dient je ein System der Doppeltriode PCC 85. Der ZF-Verstärker des Gerätes ist vierstufig ausgeführt. Zur Verminderung der ZF-Ausstrahlung ist die Mischstufe über ein π-Glied mit der ersten ZF-Röhre gekoppelt, die Kopplung der übrigen ZF-Stufen untereinander und mit dem Videogleichrichter, dem ersten

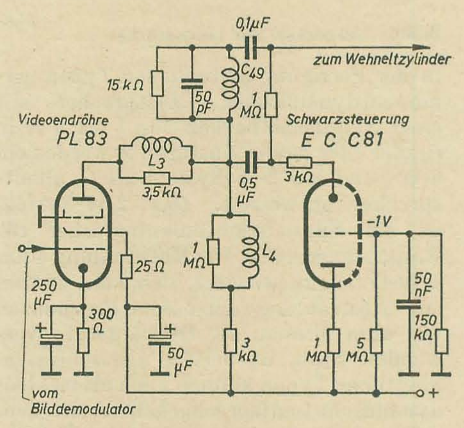


Bild 1: Schwarzsteuerung durch eine Triode

System einer EAA 91, wird durch Bifilarfilter vorgenommen. Durch geeignete Dimensionierung der ZF-Kreise konnte die Trennschärfe erheblich gesteigert werden. Für den gesamten Empfänger wird eine Dämpfung des benachbarten Tonträgers — bezogen auf den Durchlaßwert des eigenen Bildträgers — von 36 db, des benachbarten Bildträgers von 40 db und aller übrigen Frequenzen der Nachbarkanäle von 20 db erreicht. Damit ist die erforderliche Sicherheit gegen Nachbarkanalstörungen auch bei dem weiteren Ausbau des Fernsehsendernetzes gewährleistet.

Das zweite Diodensystem der EAA 91 erzeugt die Regelspannung für die erste, zweite und dritte ZF-Stufe; dem Katodenbasissystem der Vorröhre PCC 84 wird die Regelspannung verzögert zugeführt, als Verzögerungsdiode dient das Einfachdiodensystem einer PABC 80. Mit dieser Anordnung wird erreicht, daß die Vorröhre bei geringer Eingangsspannung mit voller Verstärkung arbeitet und das optimale Verhältnis von Signal- zu Rauschspannung daher stets erhalten bleibt. Auf den Videogleichrichter folgt als Videoendstufe eine PL 83. Besonders bemerkenswert an dieser Schaltung ist die Steuerung der Bildröhre am Wehneltzylinder. Aus diesem Grunde muß die Modulationsspannung am Gitter der Videoendröhre negativ sein. Der Richtwiderstand der Bildgleichrichterdiode (3,5 kΩ) ist also an der Katodenseite der Diodenstrecke anzuschließen. Zwischen der Anode der Videoendröhre PL 83 und dem Wehneltzylinder der Bildröhre Bm 53 R-20 ist ein verhältnismäßig großer Kondensator (C_{49}) von 0,1 µF geschaltet. Die Bildröhrensteuerung am Wehneltzylinder, die bisher nur vereinzelt angewendet wurde, soll sich nach Angaben der Herstellerfirma auf die Gradation des Bildes vorteilhaft auswirken, da die Gesamtkennlinie von Videoendröhre und Bildröhre linear verläuft.

Durch den Koppelkondensator C_{49} wird der Gleichstromwert und damit die mittlere Bildhelligkeit unterdrückt. Es gibt Empfänger, bei denen auf die Mitübertragung des Gleichstromwertes verzichtet wird; dabei muß man allerdings in Kauf nehmen, daß bei wechselnder mittlerer Bildhelligkeit auch der Schwarzwert des Bildes geändert wird. Es sind verschiedene Schaltungen entwickelt worden, mit denen der Schwarzwert wieder zugefügt werden kann. Die einfachste Möglichkeit ist die, zwischen Videoendstufe und Bildröhre eine Diode zu schalten (sogenannte Schwarzsteuerung). Diese Anordnung beruht auf dem Umstand, daß die Größe des Synchronisierimpulses bei fest eingestelltem Kontrast konstant ist und damit auch der Schwarzwert des Bildes auf einer bestimmten Spannung bleibt. Im TE KA DE-Fernsehempfänger 3 S 53 wird an Stelle einer Diode das erste System der Doppeltriode ECC 81 benutzt. Dieses und das zweite System dieser Röhre dient außerdem zusammen mit den beiden Systemen einer ECC 82 zum Abtrennen und Begrenzen der Impulse vom Bildinhalt. Die Kippspannung für die Vertikalablenkung wird, wie allgemein üblich, in dem Triodensystem einer PCL 81 in Sperrschwingerschaltung erzeugt. Das Pentodensystem dieser Röhre dient als Vertikalendstufe; das Gitter wird von der sägezahnförmigen Spannung des Sperrschwingers gesteuert und in der Pentode der verhältnismäßig hohe Vertikalablenkstrom erzeugt.

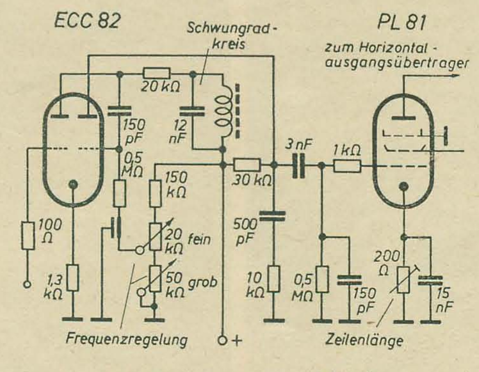


Bild 2: Katodengekoppelter Multivibrator und Horizontalendstufe

Die Ablenkung in horizontaler Richtung besorgt eine mit der ECC 82 ausgerüstete Multivibratorschaltung. Die Stabilisierung erfolgt durch einen in die Anodenleitung des ersten Triodensystems geschalteten, aus L und C bestehenden Schwungradkreis. Dieser Kreis ist nicht auf die Horizontalfrequenz selbst (15 625 Hz), sondern auf eine etwas höhere Frequenz abgestimmt. Der Kreis wirkt somit auf die Oszillatorfrequenz mitziehend, so daß Frequenzänderungen durch Störungen oder Spannungsschwankungen vermieden werden. Da in erster Linie die vom Sender kommenden Horizontalimpulse die Frequenz des Generators bestimmen sollen, ist der Schwungradkreis

Technische Daten

Antenne:	Anschluß für Außenantenne 240 bzw. 120 Ω
Eingangsstufe:	Kaskodevorstufe mit PCC 84, Mischer und Oszillator PCC 85
Kanalwahl:	12 stufiger Trommelschalter
Kanäle:	Band I 3 Kanäle Band III 7 Kanäle 2 Reservekanäle
ZF-Verstärker:	4 stufig, Kopplung durch Bifilarfilter Bild-ZF 27,25 MHz Ton-ZF 21,75 und 5,5 MHz (Differenzträgerverfahren)
Videogleichrichter:	1. System der EAA 91
Automatische Verstärkungsregelung:	2. System der EAA 91. Geregelt wird die 1., 2. und 3. ZF-Stufe und durch Diode verzögert das KB-System der PCC 84
Impulstrennstufe:	4 Triodensysteme zur Impulstrennung und Impulsbegrenzung
Vertikalsynchronisierung:	Sperrschwinger
Horizontalsynchronisierung:	Schwungradstabilisierter Multivibrator, symmetrische Phasenvergleichsschaltung
Bildröhre:	43-cm-Bildröhre B m 53 R – 20
Beschleunigungsspg.:	etwa 14 kV
Bildformat:	270 × 360 mm
Zahl der Röhren:	21 Röhren einschließlich Bildröhre, 1 Selengleichrichter E 220/C 350
Ton:	2 stufiger DF-Verstärker und Begrenzer, Ratiodetektor, NF-Vor- und Endstufe
Lautsprecher:	Hoch- und Tieftonlautsprecherkombination
Netz:	220 V ≅
Leistungsaufnahme:	≈ 150 W
Gewicht:	42 kg
Äußere Abmessungen:	600 × 950 × 515 mm

auf einen über der Sollfrequenz liegenden Wert eingestellt. Bei zu tiefer Abstimmung — etwa genau auf 15625 Hz — ist der Bildfang unstabil, außerdem sieht man dann gewöhnlich in der Mitte des Bildes als schwarzen Balken die Austastlücke mit dem Horizontalimpuls, die normalerweise im Zeilenrücklauf liegen soll. Ist andererseits der Schwungradkreis zu hoch abgestimmt, so zeigt er keine wesentliche Wirkung mehr; der Bildfang ist zwar sehr fest, wird aber von Störungen leicht beeinflußt. Der Vergleich der erzeugten mit den vom Sender gelieferten Horizontalimpulsen wird in einer Phasenvergleichsstufe mit der Duodiode EB 41 vorgenommen. Diese ist symmetrisch aufgebaut und trägt wesentlich dazu bei, daß auch ein stark verrauschtes Bild in der horizontalen und vertikalen Richtung einwandfrei steht. Als Horizontalendstufe bzw. Schalterdiode dienen eine PL 81 und eine PY 81.

Der 5,5-MHz-Differenzträger wird bereits hinter dem Videogleichrichter ausgesiebt. In einem zweistufigen Verstärker wird der Differenztonträger verstärkt und ausreichend begrenzt. Auch bei nicht einwandfreier Abstimmung des Fernsehempfängers erzielt man auf diese Weise einen völlig sauberen, brummfreien Ton. Die Tondemodulation wird im Duodiodensystem der PABC 80 vorgenommen; das Triodensystem dieser Röhre verstärkt die vom Ratiodetektor kommende NF soweit, daß die darauf folgende Tonendstufe PL 82 kräftig gegengekoppelt werden kann und zur linearen Spannungsverstärkung nicht mehr viel beizusteuern braucht. Für die Tonwiedergabe sorgen je ein Hoch- und Tieftonlautsprecher.

Zeitgemäße Impulssiebschaltungen

Ein wesentlicher Bestandteil jedes Fernsehempfängers ist das Impuls- oder Amplitudensieb, das die Aufgabe hat, die Synchronisierzeichen vom Bildinhalt zu trennen, also den nachfolgenden Ablenkstufen die Synchronisierimpulse in sauberer Form zur weiteren Verarbeitung zuzuführen. Die dafür geschaffene Stufe ist für die am Gitter auftreffende Modulation nur dann durchlässig, wenn diese innerhalb eines bestimmten Amplitudenbereichs liegt. Außerdem muß gefordert werden, daß die Höhe der Anodenstromschwankung möglichst unabhängig von der Eingangsamplitude ist. Bild 1 zeigt eine einfache Audionschaltung, die den gestellten Forderungen angenähert entspricht. Der Pentode (zum Beispiel einer EF 80, P(C)F 80) werden so große Amplituden zugeführt, daß die Kennlinienlänge allein durch die Synchronisierzeichen ausgefüllt ist, wie das Bild 2 veranschaulicht. Anoden- und Schirmgitterspannung werden so niedrig gewählt, daß sich bei hochgesteuerter Röhre durch den Spannungsabfall an den Widerständen zur Anode und dem Schirmgitter die an der Röhre selbst liegenden Spannungen beim Auftreffen eines Impulses stark vermindern. Damit kann auch bei wachsender Gitteramplitude der Anodenstrom nicht mehr größer werden, das heißt, die im Anodenkreis auftretenden Impulse sind in ihrer Höhe weitgehend von der Höhe der am Gitter auftreffenden Impulse unabhängig.

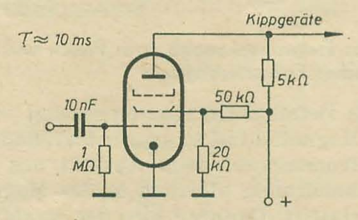


Bild 1: Prinzipschaltung des Impulssiebes

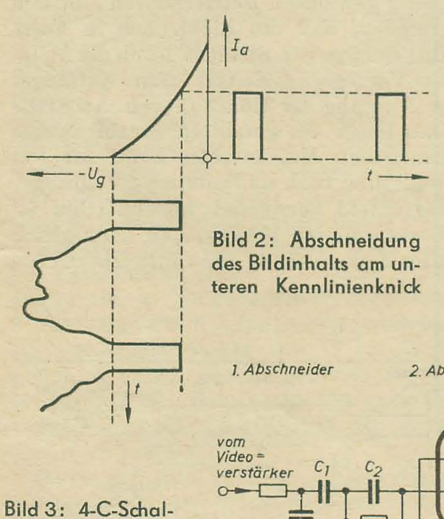


Bild 2: Abschneidung des Bildinhalts am unteren Kennlinienknick

Nach der beschriebenen Methode aufgebaute Amplitudensiebe sind aber noch sehr störanfällig. Bereits in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 2 (1955) S. 46 und 47 wurde eine neue, von der Firma Graetz, Altena (Westf.), entwickelte Impulssiebschaltung beschrieben, bei der an Stelle einer Pentode die Heptode 6 CS 6 bzw. die neue Valvo-Miniaturröhre EH 90 mit zwei Steuergittern verwendet wird. Die damit erzielten Erfolge hinsichtlich der Störunterdrückung sind beachtlich, da die über dem Synchronpegel liegenden Störspitzen die Röhre blockieren und diese damit unwirksam werden.

Das neuartige Impulssieb der Firma Nordmende, Bremen-Hemelingen, zeigt Bild 3 als Prinzipschaltung. Das von Störimpulsen überlagerte Signal trifft zunächst auf die erste Abschneidstufe, eine Diode, des von seinen Herstellern 4-C-Synchronschaltung (C = Clip = Abschneider) genannten Impulssiebes. Hinter dieser Diode sind die Rauschspitzen und schwache Störungen bereits abgeschnitten. Das Wesentliche an dieser Diodenstufe ist, daß durch den Gleichrichtereffekt eine automatische Anpassung an die Amplitude des zugeführten Gesamtsignals eintritt, das heißt, der Abschneidepunkt liegt stets an der Impulsoberkante.

Das zweite Impulssieb ist eine ganz normal als Audion geschaltete Pentodenstufe. Im Gitterkreis dieser Pentode liegen zwei RC-Kombinationen R_1C_1 und R_2C_2 mit wesentlich abweichenden Zeitkonstanten; diejenige von R_1C_1 ist verhältnismäßig groß, die von R_2C_2 ist klein. Letztere verhindert ein Zustopfen des Gitters, wie dies durch R_1C_1 allein leicht möglich wäre. Bei sehr kurzen aber hohen Störspitzen kann sich nämlich der kleine Kondensator C_2 schnell über den kleinen Widerstand R_2 entladen. Nach Abklingen des Störimpulses liegt daher das Gitter der Pentode auf seinem richtigen Arbeitspunkt.

Nach Verlassen des 2. Siebes sind nun die Impulse vom Bildinhalt befreit, weisen aber immer noch Störimpulse auf, die nun wegen der Phasendrehung in der Röhre negativ, das heißt nach unten gerichtet sind. Der dritte Diodenabschneider ist aus diesem Grund umgekehrt als der erste gepolt (Anode an Masse). Hinter dieser Stufe sind die Impulse völlig von Störspitzen befreit. In der vierten Stufe, einer Triode, werden sie wieder in der Phase umgedreht und erscheinen nun als positive, in ihrer Höhe konstante Synchronimpulse. Die Konstanz erreicht man, wie bereits beim einfachen Amplitudensieb beschrieben, durch eine verhältnismäßig geringe Anodenspannung an der Triode.

tae-

Bild 3: 4-C-Schaltung zur Impulsabtrennung von Nordmende

Eine neue Atombatterie

Eine neue Atombatterie liefert durch Umsetzung der Reaktionswärme von 150 c (Curie) Polonium mit Hilfe einer Thermosäule, die aus 40 Lötstellen besteht, 0,5 V Spannung. Zwischen den Heiß- und Kaltlötstellen des Thermoelementes treten dabei Temperaturdifferenzen von 230° C auf. Da Polonium lediglich ein energiereicher α-Strahler (5,3 MeV, 138 Tage Halbwertzeit) ist, läßt sich die Strahlung verhältnismäßig leicht abschirmen und die Batterie wie ein normales Trockenelement verwenden. Die fabrikatorische Herstellung dieser Konstruktion setzt jedoch die Erzeugung größerer Poloniummengen zu billigeren Preisen in Kernreaktoren voraus.

Heimann

Entnommen aus: Electrical Engineering. Nr. 1 (1955) S. 88-89

Dipl.-Ing. H. H. KLINGER

Wanderfeldröhren

Seit Ende des zweiten Weltkrieges vollzieht sich auf dem Gebiet der Elektronenröhren eine neue Entwicklung, deren wesentliches Merkmal die Ausnutzung der Wechselwirkung zwischen einer Elektronenströmung und einer fortschreitenden elektromagnetischen Welle ist. Diese vorzugsweise zur Verstärkung von Zentimeterwellen dienenden Laufzeitröhren werden im deutschen Sprachgebrauch allgemein „Wanderfeldröhren" genannt. Im folgenden soll ein Überblick über diese neue Art von Mikrowellenröhren gegeben werden, wobei die Ausführungen auf die technisch wichtigste Bauform, die „Wanderfeldwendelröhre", beschränkt bleiben sollen.

Damit eine Wechselwirkung zwischen einer Elektronenströmung und einer elektromagnetischen Welle entstehen kann, ist es im allgemeinen notwendig, daß ihre Geschwindigkeiten gleich oder angenähert gleich groß sind. Da sich elektromagnetische Wellen normalerweise mit Lichtgeschwindigkeit ausbreiten, Elektronen wegen ihrer trägen Masse andererseits aber nicht auf Lichtgeschwindigkeit beschleunigt werden können, muß man die Wellengeschwindigkeit (Phasengeschwindigkeit) künstlich auf die Elektronengeschwindigkeit erniedrigen. Die

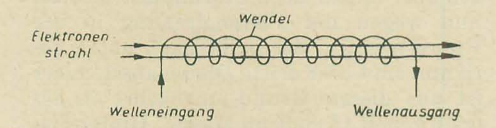


Bild 1: Wendelförmige Verzögerungsleitung und Elektronenstrahl in der Achse der Leitung

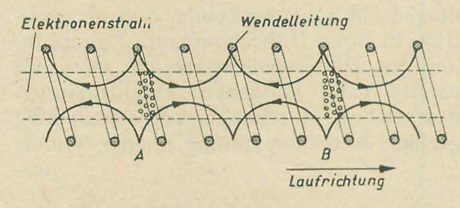


Bild 2: Veranschaulichung der Phasenfokussierung im axialen elektrischen Feld der auf der Verzögerungsleitung fortschreitenden Welle

gebräuchlichste Form der hierzu verwendeten Verzögerungsleitungen ist die Drahtwendel mit homogener Steigung, in deren Achse der Elektronenstrahl läuft (Bild 1). Auf der Wendel pflanzt sich eine kurze Radiowelle angenähert mit Lichtgeschwindigkeit fort. Im Innern der Wendel entsteht hierbei ein axiales elektrisches Hochfrequenzfeld, das sich in Richtung der Wellenfortpflanzung verschiebt. Die axiale Fortpflanzungsgeschwindigkeit dieses Wellenfeldes ist jedoch um das Verhältnis Wendelumfang zu Wendelsteigung kleiner als die Lichtgeschwindigkeit, das heißt, sie ist in praktischen Fällen etwa $^1/_{10}$ bis $^1/_{20}$. Diese Geschwindigkeit entspricht etwa der Geschwindigkeit der Elektronen in der Achse des Wendelleiters, wenn sie durch eine Spannung von 1000 V beschleunigt werden.

Es ist also leicht möglich, die Bedingung für Synchronismus zwischen Elektronenstrahl und Welle durch eine entsprechende Wahl der Beschleunigungsspannung zu erfüllen. Bei angenäherter Gleichheit von Elektronen- und Wellengeschwindigkeit werden die Elektronen unter der Einwirkung des axialen elektrischen Feldes der Welle geschwindigkeitsgesteuert und phasenfokussiert. Diesen Vorgang zeigt Bild 2, das sich auf einen mit der Welle fortschreitenden Beobachter bezieht. Die eingezeichneten Pfeile veranschaulichen die Richtung der elektrischen Feldstärke auf die Elektronen. Man erkennt, daß in den Raumgebieten, in denen die beschleunigende elektrische Feldstärke in eine bremsende übergeht, die Elektronen fokussiert werden.

Wählt man nun die Elektronengeschwindigkeit etwas größer als die axiale Fortpflanzungsgeschwindigkeit der Welle, so bewegen sich die phasenfokussierten Elektronen ständig im Bremsfeld der Welle und führen ihr Energie zu, das heißt, die Amplitude der auf der Verzögerungsleitung fortschreitenden Welle steigt exponentiell mit der durchlaufenen Wegstrecke an, bis Nichtlinearitäten ihren Wert begrenzen. In Wirklichkeit ist die Wechselwirkung zwischen Strahl und Welle verwickelter. Es entstehen drei verschiedene Wellen, von denen aber nur eine verstärkt wird.

Maßgebend für die der Welle zugeführte Hochfrequenzenergie ist der Anteil der kinetischen Energie der Elektronen, der der Geschwindigkeitsdifferenz zwischen Strahl und Welle entspricht. Da diese Energie stets nur klein ist, haben die Wanderfeldröhren auch nur einen verhältnismäßig kleinen Wirkungsgrad. Je nach der Größe der herzustellenden Frequenz ist dieser von der Größenordnung 5 bis 20%.

Bild 3 zeigt den grundsätzlichen Aufbau einer solchen Wanderfeldröhre und Bild 4 ein technisch ausgeführtes Beispiel. Die zu verstärkende Mikrowelle wird über Hohlleiter reflexionsfrei dem Verzögerungsleiter zugeführt und am Ausgang der Röhre wieder entnommen. Um Selbsterregung und Laufzeitverzerrungen, die durch die Reflexion der Welle am Ausgang und Eingang der Röhre sowie im Zuge des Verzögerungsleiters entstehen, zu unterdrücken, ist die Leitung von einer Dämpfungsschicht (meist Graphit) umgeben.

Eine wichtige Teilaufgabe bei der Entwicklung von Wanderfeldröhren ist die Herstellung von Elektronenstrahlen mit hoher Perveanz, das heißt hoher Stromdichte bei möglichst niederen Betriebsspannungen. Hierzu verwendet man besondere Strahlerzeugungssysteme (Elektronenkanonen). Diese bestehen im einfachsten Fall aus der Katode, einem Wehneltzylinder und einer durchbohrten Anode mit demselben Potential wie die Verzögerungsleitung (Bild 5). Infolge der abstoßenden Raumladungskräfte zwischen den Elektronen hat der Strahl das Bestreben auseinander zu laufen. Daher umgibt man den Strahl mit einem longitudinalen magnetischen Fokussierungsfeld, das durch eine die Röhre umschließende koaxiale Stromspule oder von

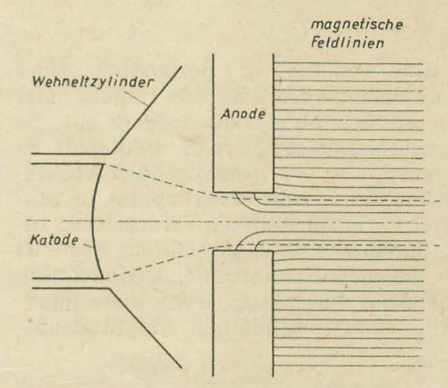


Bild 5: Elektronenkanone nach Pierce und magnetisches Fokussierungsfeld

einem Permanentmagneten erzeugt wird. Das Magnetfeld ist so angeordnet, daß der Elektronenstrahl beim Austritt aus der Anodenöffnung plötzlich in das Magnetfeld eintritt. Dadurch wird der Strahl um die Strahlachse in Rotation versetzt. Bei richtig gewählten Betriebsdaten läßt sich erreichen, daß die Elektronen in Form eines homogenen Strahles durch die Achse des Verzögerungsleiters zum Auffänger am Ausgang der Röhre fliegen. An Stelle eines längs des gesamten Strahlenweges homogenen Magnetfeldes kann zur Fokussierung auch ein räumlich periodisches Magnetfeld verwendet werden (Bild 6). Dieses hat den Vorzug, daß trotz gleich guter Fokussierung die räumliche Größe

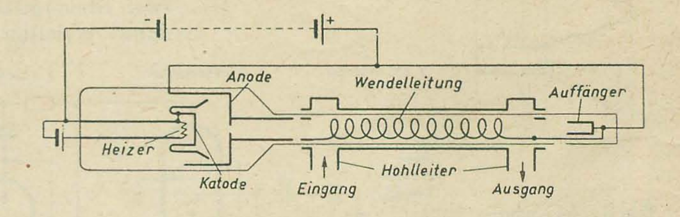


Bild 3: Schematische Darstellung einer Wanderfeldröhre

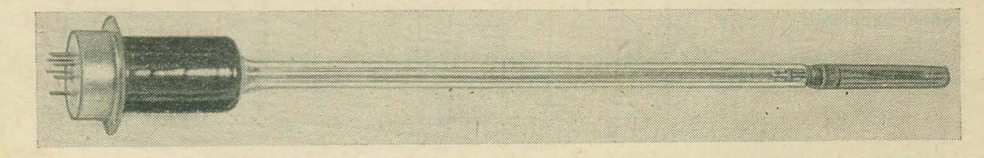


Bild 4: Wanderfeldröhre für 6 cm Wellenlänge

des Magneten und damit dessen Gewicht wesentlich kleiner sein kann.

Die praktische Bedeutung der Wanderfeldröhre liegt vor allen Dingen darin, daß wegen der geringen Selektivität der Wendelleitung eine nahezu frequenzunabhängige Verstärkung über ein breites Frequenzgebiet erzielt werden kann (einige 100 MHz). Im Gegensatz hierzu verstärken andere Mikrowellenröhren, wie Klystrons und Scheibentrioden, die Hohlraumresonatoren als Resonanzsysteme verwenden, nur innerhalb eines sehr engen Frequenzbereiches. Die Güte, das heißt das Produkt Gewinn × Bandbreite einer Wanderfeldröhre ist von der Größenordnung 10^5 MHz und wesentlich besser als diejenige, die sich mit modernen Scheibentrioden (maximal etwa 10^3 MHz) und Zweikreisklystrons (etwa 50 MHz) erreichen läßt. Die Breitbandeigenschaft der Wanderfeldröhre macht diese Röhrenart daher zum Einsatz in Richtfunkstrecken, wo breite Frequenzbänder auf Mikrowellen übertragen werden, besonders geeignet.

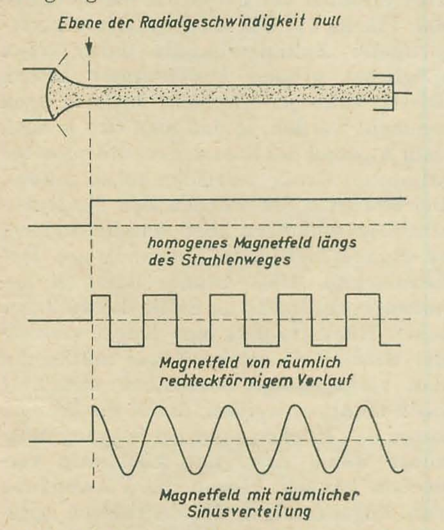


Bild 6: Verschiedene Möglichkeiten zur Strahlfokussierung durch Magnetfelder

Soll eine Wanderfeldröhre als Anfangsstufenverstärker verwendet werden, so spielt neben der erzielbaren Güte auch die Geräuschzahl der Röhre eine wichtige Rolle. Das Rauschen von Wanderfeldröhren hat hauptsächlich zwei Ursachen. Die eine ist das Stromverteilungsrauschen, das dadurch entsteht, daß Streuelektronen auf die Verzögerungsleitung treffen. Von einer rauscharmen Wanderfeldröhre muß verlangt werden, daß mindestens 99% der Elektronen den Auffänger am Röhrenende erreichen. Das kann durch geeignete Strahlfokussierung erfolgen. Der zweite Grund für das Rauschen bei Wanderfeldröhren ist mehr grundsätzlicher Natur. Er hat seine Ursache in den statistischen Dichte- und Geschwindigkeitsschwankungen der Elektronen, die sich, von der Katode ausgehend, infolge von Raumladungswellen innerhalb der Elektronenströmung verstärken und in der Verzögerungsleitung entsprechende Rauschströme influenzieren. Es ist aber möglich, die Rauschwellen im Elektronenstrahl vor Eintritt in die Leitung dadurch zu schwächen, daß man den Strahl stufenartig beschleunigt, indem man ihn durch zwei Beschleunigungselektroden laufen läßt, die verschiedenes Potential haben. Auf diese Weise hat man in letzter Zeit bemerkenswerte Fortschritte in der Entwicklung rauscharmer Wanderfeldröhren erzielt. Die rauschärmsten Wanderfeldröhren haben bei 10 cm Wellenlänge eine Geräuschzahl von etwa 6 db, was bereits dem theoretischen Minimum entspricht.

Die besprochene Wendelröhre stellt die wichtigste Art der zahlreichen Ausführungen von Wanderfeldröhren dar. So verwendet man für Millimeterwellen, bei denen die Herstellung von Wendelleitern schwierig ist, als Verzögerungsleiter Metallplatten mit eingefrästen transversalen Schlitzen. Man kann auch die materielle Verzögerungsleitung durch einen zweiten Elektronenstrahl ersetzen, der mit dem ersten Strahl in Wechselwirkung tritt (Elektronenwellenröhre). Schließlich kann man auch Verstärkungseffekte erzielen, indem man einen einzelnen Elektronenstrahl durch räumlich periodische Gleichfelder von abwechselnd hohem und niedrigem Potential laufen läßt oder dadurch, daß man den Querschnitt des Strahles in periodischen Abständen ändert. Alle diese Arten von Wanderfeldröhren befinden sich in der Entwicklung. Ihre Anwendung dürfte hauptsächlich im Millimeterwellengebiet liegen, das in letzter Zeit mehr und mehr an Bedeutung gewinnt.

Die Heptode EH 90 als Amplitudensieb mit Störunterdrückung im Fernsehempfänger

Die Valvo-Werke, Telefunken und Siemens haben den Geräteentwicklern mit der EH 90 eine Röhre zur wirksamen Störunterdrückung im Fernsehempfänger zur Verfügung gestellt. Bild 1 zeigt die Meß- und Sockelschaltung der neuen Heptode und die Bilder 2 und 3 ihre Anodenstrom-Gitterspannungskennlinien. Die EH 90 ist in Miniaturtechnik ausgeführt, die Heizspannung beträgt 6,3 V, der Heizstrom 300 mA. Der Aussteuerungsbereich der beiden Steuergitter g_1 und g_3 ist äußerst klein, womit die EH 90 allein befähigt ist, Störimpulse wirksam zu unterdrücken.

Bild 4 zeigt die Schaltung der EH 90 als Amplitudensieb und Störfilter. Die vom Videogleichrichter kommenden negativen Synchronimpulse gelangen über den 40-kΩ-Widerstand (durch den die entsprechende Kennlinie eine ausgeprägte Sättigungscharakteristik erhält) zum Gitter g_1 der EH 90. Die Vorspannung dieses Gitters ist so zu bemessen, daß sie positiv ist und daß die Spitzen der Synchronimpulse oberhalb des Kennlinienknicks liegen. Bildinhalt und Synchronimpulse beeinflussen somit den Anodenstrom nicht, dagegen werden die über die Synchronimpulse herausragenden Störspitzen den Anodenstrom unterbrechen und die Röhre sperren. Die Vorspannung am Gitter g_3 ist so gewählt, daß nur die positiv gerichteten Synchronimpulse passieren können, dagegen nicht die darunterliegende Bildmodulation (Amplitudensieb). Für den sich tatsächlich ergebenden Anodenstrom ist das Zusammenwirken beider Steuergitter g_1 und g_3 maßgebend. Es kann nur dann ein Anodenstrom fließen, wenn an beiden Gittern Spannungen von der Höhe der Synchronimpulse liegen, bei größeren Spannungsspitzen — wie beispielsweise beim Auftreten von Störimpulsen — ist die Röhre gesperrt. Wesentlich bei der Schaltung ist, wie dies auch die Bilder 2, 3 und 4 erkennen lassen, daß an beiden Steuergittern die steuernden Spannungen mit entgegengesetzter Polarität auftreten. Das erreicht man ohne weiteres, wenn beispielsweise die an g_1 liegende Steuerspannung direkt hinter dem Videogleichrichter und die für g_3 dann hinter einer auf den Demodulator folgenden Röhre abgenommen wird, wodurch sich automatisch die erforderliche Phasendrehung von 180° (Phasenumkehr in einer Katodenbasisstufe) einstellt. Selbstverständlich muß dafür gesorgt werden, daß der Pegel beider Spannungen gleich groß wird. Man erreicht das zum Beispiel durch Spannungsteilung der hinter der Bildendstufe (etwa 18fache Spannungsverstärkung) abgenommenen positiven Steuerspannung.

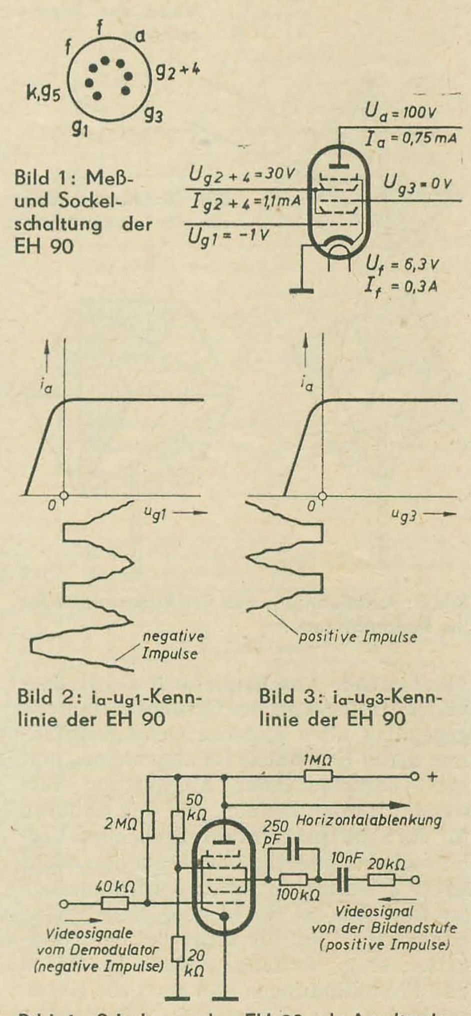


Bild 1: Meß- und Sockelschaltung der EH 90

Bild 2: i_a-u_{g1}-Kennlinie der EH 90

Bild 3: i_a-u_{g3}-Kennlinie der EH 90

Bild 4: Schaltung der EH 90 als Amplitudensieb und Störfilter

Obering. K.-A. SPRINGSTEIN

Rückstrahler bei der Schiffsnavigation

Zu den heute für die Schiffahrt wichtigen Ortungsverfahren gehören unter anderen die Radargeräte mit Rundsichtanzeige. Im Gegensatz zu anderen Ortungsverfahren handelt es sich bei der Radarortung um eine Nahpeilung. Die Bedeutung der Radargeräte liegt darin begründet, daß sie unmittelbar ein Bild der gesamten Schiffsumgebung liefern (gemeint ist die Abbildung reflektierender Gebilde). Hinzu kommt die wohl nicht zu

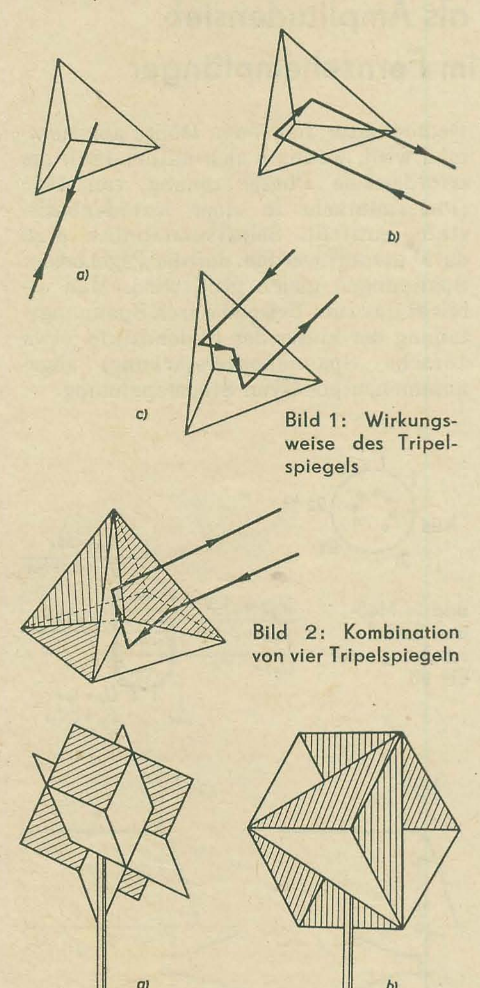


Bild 1: Wirkungsweise des Tripelspiegels

Bild 2: Kombination von vier Tripelspiegeln

Bild 3: Ausführungsformen von Rückstrahlern für die Radarnavigation

überbietende Anschaulichkeit des Radarbildes als Ergebnis des Ortungsverfahrens gegenüber allen anderen Ortungsverfahren, deren Ergebnisse im allgemeinen erst nach entsprechender Auswertung verwendet werden können. Die sich dadurch für die Schiffsnavigation ergebenden Vorteile sind eindeutig und brauchen nicht näher erläutert zu werden. Insbesondere ergeben sich bei Nacht oder Nebel keine Schwierigkeiten, die sonst bei der Navigation stets vorhanden sind. In Häfen und Flußmündungen und auch zur Kennzeichnung von Untiefen in Küstennähe werden seit jeher Seezeichen (Bojen, Leuchtfeuer) als Navigationshilfen verwendet. Sie senden im allgemeinen optische Signale aus, gelegentlich auch akustische Signale (Glockenschläge, die durch ein Uhrwerk gesteuert werden; Heulton, der bei Seegang durch die Wellenbewegung entsteht, indem die in einem „Rüssel" der Boje sich bewegende Luft eine Sirene antreibt, und andere). Über die leuchtenden Seezeichen gibt es die „Leuchtfeuerverzeichnisse". Für die Schiffsnavigation mit Hilfe von Radargeräten müssen natürlich die bisherigen Seezeichen weitgehend verwendet werden können. Dies ist aber nur teilweise möglich; denn für die bisher zur Schiffsnavigation konstruierten Seezeichen wurden die Gegebenheiten der Radarnavigation naturgemäß nicht berücksichtigt. Einige der üblichen Seezeichen eignen sich jedoch infolge der heute bei der Radarnavigation verwendeten Zentimeterwellen recht gut als Rückstrahler, sie sind auf den Radarschirmbildern mehr oder weniger gut zu erkennen und ermöglichen daher auch bei Nacht oder Nebel zum Beispiel ein Erkennen der Fahrstraße. Im Hinblick auf die Sicherheit der Navigation und um möglichst alle üblichen Seezeichen auch für die Radarnavigation zugänglich zu machen, kommt es darauf an, die Rückstrahleigenschaften aller Seezeichen sicherzustellen bzw. zu verbessern. Wie kann das geschehen?

Der einfachste Rückstrahler ist ein Spiegel, eine ebene Wand. Diese hat aber die Eigenschaft, daß die reflektierte Welle nur dann zum Sender zurückkehrt, wenn die Spiegelfläche senkrecht von der einfallenden Welle getroffen wird. Von einem Rückstrahler für die Radarnavigation muß man aber verlangen, daß seine Rückstrahleigenschaften, von einigen speziellen Fällen abgesehen, richtungsunabhängig sind. Infolgedessen ist ein ebener Spiegel (Metallplatte oder Maschendraht) ungeeignet. Man könnte nun daran denken, einen metallischen Zylindermantel als spiegelnde Fläche zu

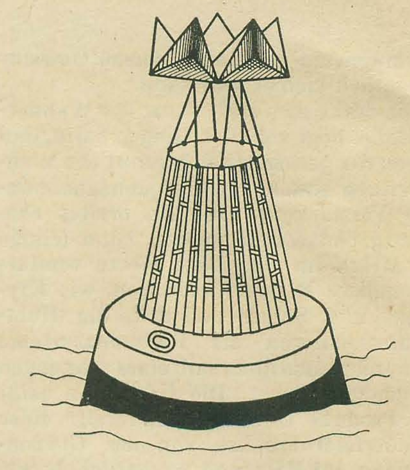


Bild 6: Seezeichen mit einem aus fünf Tripelspiegeln bestehenden Rückstrahler

verwenden, dessen Achse senkrecht zur Wasseroberfläche orientiert ist. Dann sind die Rückstrahleigenschaften in der Horizontalen überall gleichmäßig, als horizontale Rückstrahlcharakteristik ergibt sich ein Kreis. Die reflektierte Energie hängt aber offenbar von der Größe der spiegelnden Fläche ab. Ein als Rückstrahler verwendeter Zylinder müßte daher einen möglichst großen Durchmesser haben. Dieser kann jedoch nicht beliebig groß gemacht werden, so daß man sich je nach dem Ausmaß des Seezeichens mit einer bestimmten Größe zufrieden geben müßte. Bei bewegter See würden sich die Rückstrahleigenschaften aber ständig ändern, es ergäbe sich kein einwandfreies Reflexionsbild. Dies könnte dadurch behoben werden, daß an Stelle des zylindrischen Rückstrahlers eine Kugel verwendet wird. Eine solche Kugel müßte auf den vorhandenen Seezeichen möglichst hoch montiert werden, damit die Wellenberge den Rückstrahler bei Seegang möglichst wenig bzw. nur kurzzeitig verdecken können. Gegen die Verwendung von kugelförmigen Rückstrahlern sprechen jedoch mehrere Umstände. Es sei nur erwähnt, daß die Herstellung kugelförmiger metallischer Gebilde gewisse Schwierigkeiten bereitet. Aber abgesehen davon gibt es noch einen anderen Grund, der die Kugel als Rückstrahler nicht besonders geeignet erscheinen läßt. Wegen der stetigen Krümmung der Kugeloberfläche wirkt nur ein kleiner Teil der Oberfläche als Rückstrahler, die reflektierte Energie ist also nur dann groß, wenn der

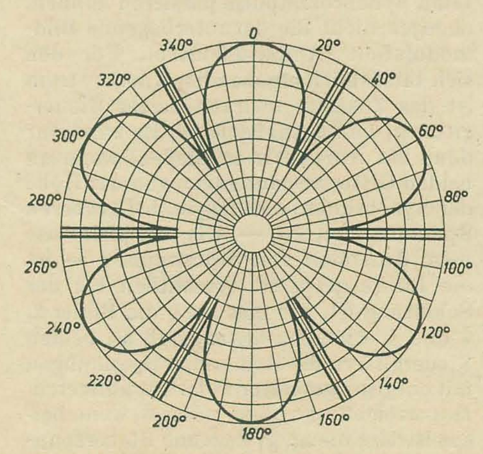


Bild 4: Horizontalcharakteristik einer Kreisgruppe von Tripelspiegeln mit Ecken von 60° [2]

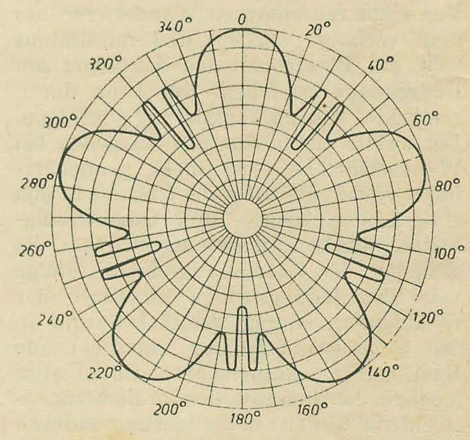


Bild 5: Horizontalcharakteristik einer Kreisgruppe von Tripelspiegeln mit Ecken von 72° [2]

Kugeldurchmesser groß ist, oder mit anderen Worten, der Flächenwirkungsgrad einer Kugel ist verhältnismäßig gering. Dabei soll unter dem Flächenwirkungsgrad in Analogie zur Antennentheorie das Verhältnis der elektrisch aktiven Fläche zum Kugelquerschnitt verstanden sein. Es war daher naheliegend, nach einem sowohl konstruktiv leichter herzustellenden als auch elektrisch wirksameren Rückstrahlgebilde zu suchen. Ein solches ist der aus der Optik bekannte „Tripelspiegel" [1].

Man versteht darunter eine aus drei nach innen spiegelnden Flächen aufgebaute räumliche Ecke (Hohlpyramide). Im engeren Sinne sind die Fälle gemeint, in denen die spiegelnden Flächen genau oder nahezu genau senkrecht aufeinander

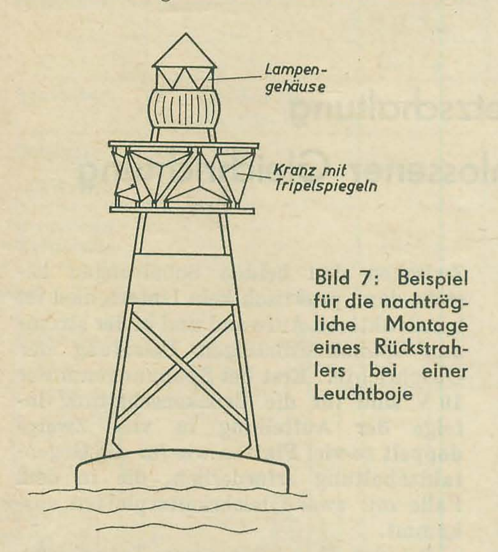


Bild 7: Beispiel für die nachträgliche Montage eines Rückstrahlers bei einer Leuchtboje

stehen. Einen solchen Spiegel nennt man auch „Zentralspiegel". Jeder einfallende Lichtstrahl wird nach je einer Spiegelung an jeder der drei Flächen parallel versetzt in seine Einfallsrichtung reflektiert, unabhängig davon, welche Lage der Tripelspiegel gegenüber dem einfallenden Lichtstrahl einnimmt. Was für einen Lichtstrahl gilt, gilt auch für eine elektromagnetische Welle, wenn die geometrischen Abmessungen des Spiegels um ein Vielfaches größer sind als die Wellenlänge. Im Zentimeterwellengebiet läßt sich diese Bedingung leicht erfüllen. Die Wirkungsweise eines Tripelspiegels ist im Bild 1 veranschaulicht. Beim Tripelspiegel vereinigt sich der gute Flächenwirkungsgrad mit der einfachen Herstellung des Gebildes in der Fabrikation. Um einen allseitig wirksamen Rückstrahler zu erhalten, werden vier Tripelspiegel vereinigt, wie im Bild 2 skizziert ist. Zwei weitere Ausführungsformen sind im Bild 3 dargestellt. Solche Rückstrahler lassen sich verhältnismäßig leicht nachträglich auf vorhandenen Seezeichen anbringen. Sie können außerdem speziell angestrichen oder beschriftet werden, um weitere Kennzeichen für die Tagesnavigation zu übernehmen. Das Rückstrahldiagramm eines aus Ecken von 90° gebildeten Rückstrahlers ist aber kein Kreis, sondern hat etwa die Form von zwei Paar aneinandergesetzten Schmetterlingsflügeln. Es hat sich herausgestellt, daß Spiegel aus Ecken von 60° oder 72° einen bedeutenden Gewinn gegenüber Spiegeln aus rechtwinkligen Ecken ergeben. In den Bildern 4 und 5 sind die Horizontaldiagramme von kreisförmig (vgl. Bild 6 und 7) angeordneten Ecken mit Winkeln von 60° bzw. 72° gezeigt. Die praktische Ausführung eines Seezeichens mit Rückstrahlern für die Radarnavigation ist im Bild 6 skizziert. Die Rückstrahler müssen natürlich so montiert werden, daß die bisherige Funktion beispielsweise einer Leuchtboje nicht beeinträchtigt wird. Wenn der Rückstrahler nicht oberhalb der Leuchte angebracht werden kann, gelingt es im allgemeinen, einen Rückstrahlerkranz um das die Leuchte tragende Gerüst zu legen, wie im Bild 7 veranschaulicht. Seezeichen, die mit Rückstrahlern ausgestattet sind, ergeben im allgemeinen gleiche Rückstrahlbilder, so daß ein Seezeichen nur als solches zu erkennen ist; die sonst erkennbaren Merkmale (Farbe, Lichtfarbe, Blinkrhythmus) kommen auf dem Radarschirmbild nicht zur Geltung. Eine weitere Unterscheidung der verschiedenen Seezeichen ist dann nur nach der Identifizierung an Hand der Seekarten möglich.

Wenn es nicht möglich ist, eine Fahrrinne durch Bojen zu kennzeichnen, so können als Navigationshilfe Rückstrahler an Land zur Anwendung kommen. Diese Rückstrahler brauchen im allgemeinen kein kreisförmiges Rückstrahldiagramm zu besitzen und können daher einfacher aufgebaut sein. Gegebenenfalls genügt sogar ein einzelner Tripelspiegel. Aus der Fülle der möglichen Anordnungen ist im Bild 8 lediglich ein Beispiel für eine Hafeneinfahrt angegeben. Für die verschiedenen Schiffspositionen ist gleichzeitig der entsprechende Ausschnitt des Radarschirmbildes skizziert. Die Rückstrahler A und B sind so konstruiert, daß sie in den Schiffspositionen außerhalb der Fahrrinne jeweils eine der Rückstrahlerreihen C und D verdecken.

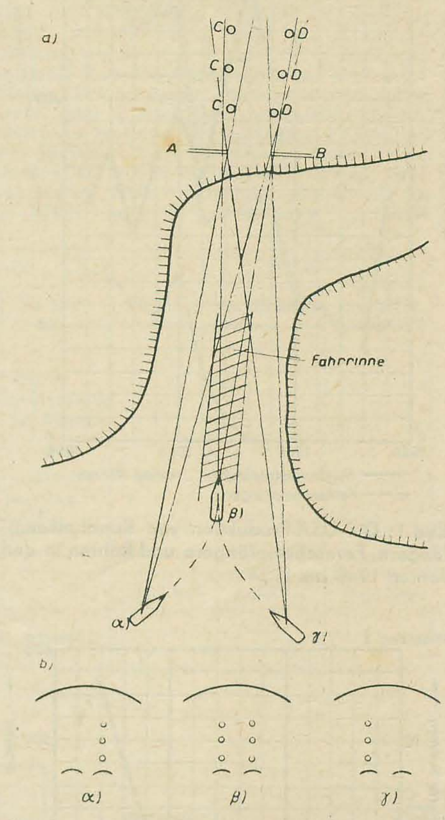


Bild 8: a) Beispiel einer Rückstrahleranordnung zum Markieren der Fahrrinne einer Hafeneinfahrt b) Radarbilder der Rückstrahleranordnung

Literatur

[1] Westphal, Physikalisches Wörterbuch, Springer-Verlag, 1952.
[2] Е. Я. ЩЕГОЛЕВ. „Морские радионавигационные устройства", Leningrad 1954.

Die Entwicklung der elektronischen und der Rundfunkindustrie in den USA

In der Zeitschrift „Electronics" vom April 1955 wurde eine interessante Aufstellung über die Entwicklung der Elektronik in den USA veröffentlicht. Aus Bild 1 kann man die Zahl der Rundfunkempfänger (Kurve a), der Fernsehempfänger (Kurve b) und der Röhren (Kurve c) entnehmen, die in den USA hergestellt wurden. Durch die Umstellung auf Kriegsproduktion sank die Zahl der produzierten Rundfunkgeräte von 12 Millionen im Jahre 1940 auf 4,2 Millionen im Jahre 1942. In diesem Jahre wurde die Fertigung von Rundfunkgeräten bis zum Kriegsende überhaupt eingestellt. Fernsehgeräte gab es noch nicht in nennenswerter Zahl. Im Gegensatz zur Rundfunkgeräteproduktion stieg die Röhrenproduktion während des Krieges stark an. Die Röhren wurden für Wehrmachtsgeräte benötigt. Erst 1946 begann man wieder mit der Herstellung von Rundfunkgeräten. Da Rundfunkgeräte während des Krieges nicht erneuert werden konnten, war der Bedarf sehr groß, so daß 1946 16 Millionen und 1947 sogar 20 Millionen Empfänger gebaut wurden. Von da ab sank die Produktion wieder allmählich, und 1954 wurden nur noch 10,5 Millionen Geräte hergestellt. Die Zahl der gefertigten Röhren dagegen stieg ins Riesenhafte. Von je 100 Millionen in den Jahren 1940 bis 1943 verdoppelte sie sich von 1946 bis 1950 und stieg dann plötzlich auf den annähernd vierfachen Wert von 1940 an. Der Hauptgrund hierfür dürfte in der Produktion von Fernsehempfängern zu suchen sein, die 1946 mit 6500 Stück einsetzte, 1947 bereits 100000 Stück betrug, sich ein Jahr später verneunfachte und 1949 auf 3 Millionen Stück anstieg. Den Höhepunkt erreichte sie 1950 mit 7,4 Millionen Fernsehempfängern. Nimmt man an, ein Fernsehempfänger ist mit durchschnittlich 20 Röhren bestückt, so waren für diese Empfänger etwa 150 Millionen Röhren in dem einen Jahre notwendig. Aus dem Diagramm Bild 1 kann man deutlich den Zusammenhang zwischen dem Anstieg der Fernsehempfängerherstellung und der Röhrenproduktion feststellen.

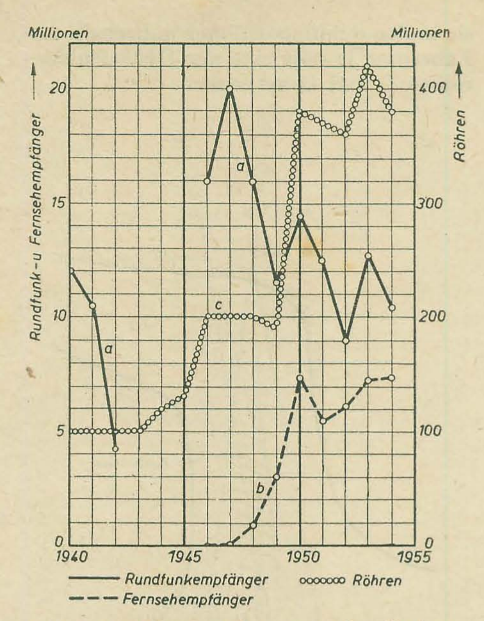


Bild 1: Die USA-Produktion von Rundfunkempfängern, Fernsehempfängern und Röhren in den Jahren 1940 bis 1954

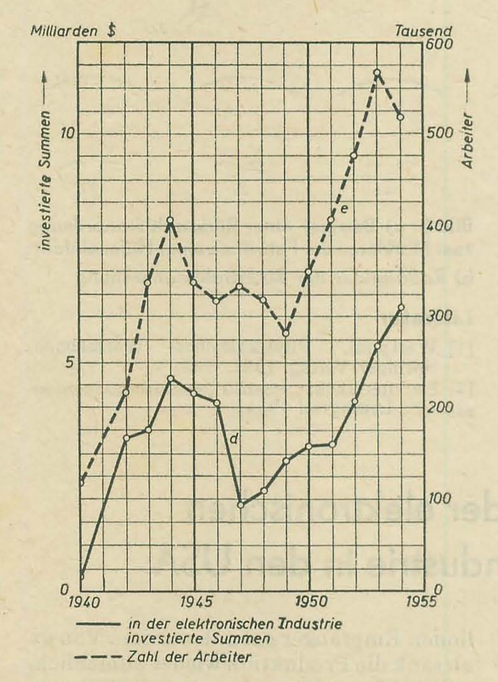


Bild 2: In der elektronischen Industrie investiertes Kapital und Zahl der beschäftigten Arbeiter

Sehr aufschlußreich ist auch das Diagramm Bild 2. Kurve d gibt Auskunft über das in der elektronischen Industrie investierte Kapital. In der Originalarbeit wird es in Billionen Dollar angegeben. Man muß aber wissen, daß die Billion in den USA nicht dem Begriff Billion bei uns entspricht. Bei uns ist eine Billion eine Million mal eine Million, also 10^{12}; in den USA dagegen versteht man darunter tausend mal eine Million, also 10^9, was unserer Milliarde gleichkommt. Dementsprechend ist im Bild 2 als Ordinate der Dollarwert in Milliarden angegeben. 1940 waren in der elektronischen Industrie der USA 0,3 Milliarden $ investiert. Durch den Kriegseintritt Amerikas und die gesteigerte Kriegsproduktion stieg die Summe auf das Elffache, also auf 3,3 Milliarden an und erreichte 1944 mit 4,6 Milliarden $ den Höchstwert. Diese Statistik läßt deutlich erkennen, welche großen Geschäfte die monopolistischen Gesellschaften wie General Electric, Radio Corporation of America und andere mehr mit dem Kriege machten. 1947 sank die Summe des investierten Kapitals auf 1,8 Milliarden $ ab und erhöhte sich von da ab wieder allmählich bis zum Jahre 1951. In diesem Jahr beginnt ein steiler Anstieg des in der elektronischen Industrie investierten Kapitals von Jahr zu Jahr. Für das Jahr 1954 werden bereits 6,3 Milliarden $ angegeben, eine Summe, die also 50% höher als während des zweiten Weltkrieges ist. Man kann hieraus deutlich die starke Aufrüstung in den USA erkennen sowie die Tatsache, daß die USA-Streitkräfte in großem Ausmaße mit elektronisch gesteuerten Waffen ausgerüstet wurden.

Dieser Eindruck wird durch den Verlauf der Kurve e noch verstärkt, welche die Zahl der Arbeiter angibt, die in Industrien für kommerzielle elektronische Heeresausrüstungen beschäftigt sind. Die Kurve e) verläuft nahezu parallel zur Kurve d), nur der Tiefpunkt ist hier erst 1949 erreicht. Von da ab erfolgt ebenfalls ein steiler Anstieg. Die Zahl der Arbeiter verdoppelte sich von 1949 bis 1953. Auch diese Kurve zeigt deutlich den Einfluß der starken Aufrüstung in den USA.

Fritz Kunze

WALTER SCHULDT

Die Vorteile der Graetzschaltung bei kapazitiv abgeschlossener Gleichrichtung

In den Stromversorgungsteilen verdrängt der Selengleichrichter den früher üblichen Röhrengleichrichter immer mehr. Die besonderen Vorzüge des Selengleichrichters bestehen darin, daß er keine Heizleistung benötigt und sich leicht für jede Schaltungsart und Spannung zusammenstellen läßt.

Allgemein bekannt ist auch, daß in Netzteilen mit Transformatoren der Zweiweggleichrichter wegen seines besseren Wirkungsgrades der Einweggleichrichtung vorgezogen wird.

Wir kennen zwei Arten der Zweiweggleichrichtung, die Gegentakt- oder Mittelpunktschaltung und die Graetz- oder Brückenschaltung. In vielen Fällen wird eine der beiden möglichen Schaltungsarten noch willkürlich gewählt, ohne ihre wesentlichen Unterschiede in bezug auf Material- und Arbeitsaufwand zu berücksichtigen. Eine große Rolle spielt hierbei der Umstand, daß beim Röhrengleichrichter die Brückenschaltung gar nicht angewendet werden kann. Im folgenden soll daher untersucht werden, welche der beiden Schaltungsarten am günstigsten arbeitet.

Im Bild 1 ist die Gegentaktschaltung dargestellt. Sie erfordert einen Transformator mit zwei hintereinandergeschalteten Sekundärwicklungen. Die aufzubringende Wechselstromleistung verteilt sich annähernd gleichmäßig auf beide Wicklungshälften. Jedoch muß die im bestimmten Verhältnis zur Nutzgleichspannung stehende Wechselspannung an jeder einzelnen Wicklungshälfte zur Verfügung stehen.

Im Gegensatz hierzu kommt man bei der Graetzschaltung (Bild 2) mit einer Sekundärwicklung aus. Für den Gleichrichter erhöht sich lediglich die Anzahl der Anschlußfahnen. Die Anzahl und die Größe der Platten bleibt unverändert, solange die gleichzurichtende Spannung größer als die halbe Sperrspannung einer einzelnen Platte, nämlich 9 bis 10 V_{eff} ist. Zwischen den beiden Schaltungen besteht dann praktisch kein Unterschied im konstruktiven Aufwand und in der strom- und spannungsmäßigen Belastung der Gleichrichter. Erst bei Spannungen unter 10 V sind für die Brückenschaltung infolge der Aufteilung in vier Zweige doppelt so viel Platten wie für die Gegentaktschaltung erforderlich, die in dem Falle mit zwei Gleichrichterplatten auskommt.

Bei der Herstellung von Transformatoren für eine Graetzgleichrichterschaltung ist zunächst weniger Wickelarbeit erforderlich, weil sekundärseitig nur eine Anodenwicklung benötigt wird.

Um aber auch beurteilen zu können, in welchem Verhältnis die jeweils benötigten Kupfermengen zueinander stehen, müssen die von der Stärke der Gleichrichterströme abhängigen Drahtquerschnitte der Sekundärwicklungen ermittelt werden. Dazu müssen wir die zu erwartenden Gleichrichterströme bzw. deren Verhältnis zum Nutzgleichstrom kennen.

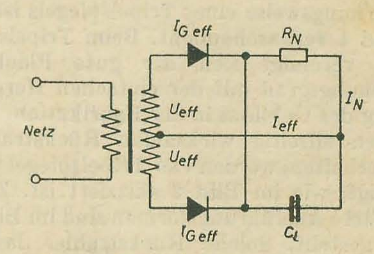


Bild 1: Gegentaktschaltung

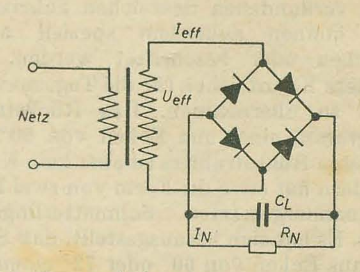


Bild 2: Graetzschaltung

Aus Bild 3 geht hervor, daß der Lade- bzw. Gleichrichterstrom infolge der am Pufferkondensator liegenden Gleichspannung impulsartig auftritt. Die Stromflußzeit eines Impulses erstreckt sich über den doppelten Stromflußwinkel von $2\,a$. Je kleiner der wirksame Innenwiderstand vom Transformator und Gleichrichter und der kapazitive Widerstand des Pufferkondensators ist, um so stärker sind bei gleichzeitig kleiner werdendem Stromflußwinkel die Stromimpulse. Bei der Zweiweggleichrichtung treten innerhalb einer Periode zwei Impulse auf, von denen jeder die halbe Ladung für den Nutzgleichstrom aufzubringen hat.

Der arithmetische Mittelwert I_{Gm} eines solchen Impulses entspricht der Hälfte des geforderten Nutzgleichstromes I_N, während das Verhältnis seines Effektivwertes I_{Geff} zu I_{Gm} von der Stromflußzeit $2\,a$ beeinflußt wird. Es gilt hierfür in guter Annäherung die Beziehung

$$\frac{I_{G\,eff}}{I_{Gm}} = 1{,}1\sqrt{\frac{2\,\pi}{2\,a}} = 1{,}1\sqrt{\frac{\pi}{a}};$$

$$I_{G\,eff} = 1{,}1\sqrt{\frac{\pi}{a}} \cdot I_{Gm}\,. \qquad (1)$$

Der quadratische Mittelwert der Stromkurve steigt proportional mit dem Verhältnis $\frac{\pi}{a}$, der Effektivwert dementsprechend mit $\sqrt{\frac{\pi}{a}}$. Beim Vergleich mit I_{Gm} ist außerdem der ursprüngliche Formfaktor 1,1 mit zu berücksichtigen.

Für $2\,a = 90°$ ergibt sich aus (1) ein Effektivwert des Gleichrichterstromes

$$I_{G\,eff} = 1{,}1\sqrt{\frac{180°}{45°}}\,I_{Gm} = 2{,}2 \cdot I_{Gm} = 1{,}1 \cdot I_N.$$

In der Praxis ist oft noch ein kleinerer Stromflußwinkel zu erwarten, und man rechnet daher aus Sicherheitsgründen mit einem Wert von 1,2 bis 1,3 I_N.

Dieser verhältnismäßig hohe Effektivstrom fließt bei der Gegentaktschaltung in jeder Wicklungshälfte. Er ist dort für die Kupferverluste maßgebend und bestimmt dementsprechend den erforderlichen Drahtquerschnitt. Bezeichnen wir mit R_T den ohmschen Widerstand einer Wicklungshälfte, so betragen die sekundärseitigen Kupferverluste

$$N_v = 2 \cdot I_{G\,eff}^2 \cdot R_T.$$

Bei der Graetzschaltung dagegen liegen die Verhältnisse wesentlich anders, weil beide Gleichrichterströme — wie im Bild 3b dargestellt — durch eine Wicklung fließen. Der arithmetische Mittelwert beider Stromimpulse entspricht also dem Nutzgleichstrom I_N. Ihr Effektivwert I_{eff} wird im Vergleich zu ihrem arithmetischen Mittelwert I_N bei Berücksichtigung einer jetzt doppelt so großen Stromflußzeit von insgesamt $4\,a$

$$I_{eff} = 1{,}1\sqrt{\frac{2\,\pi}{4\,a}} \cdot I_m = 1{,}1\sqrt{\frac{\pi}{2\,a}} \cdot I_N \quad (2)$$

und beträgt für $2\,a = 90°$ nach (2)

$$I_{eff} = 1{,}1\sqrt{\frac{180°}{90°}} \cdot I_N = 1{,}57 \cdot I_N.$$

Auch hier rechnet man aus Sicherheitsgründen für den effektiven Gesamtstrom mit einem etwas höheren Wert von 1,7 bis 1,8 I_N.

Zwischen dem Effektivwert $I_{G\,eff}$ des einzelnen Stromimpulses und dem Effektivwert I_{eff} beider Impulse besteht also die Beziehung

$$I_{eff} = \sqrt{2} \cdot I_{G\,eff}. \qquad (3)$$

Dementsprechend ist auch der Drahtquerschnitt der Gleichrichterwicklung nur um den Faktor $\sqrt{2}$ zu verstärken. An Stelle von zwei Wicklungen ist also eine Wicklung mit einer nur 1,4fachen Drahtstärke gegenüber der Gegentaktwicklung erforderlich. Der benötigte Wickelquerschnitt verringert sich um 30%. Weil aber gleichzeitig mit der Wickelhöhe h_w (Bild 4) auch die mittlere Windungslänge l_m um etwa 15% kleiner wird, nimmt das Wicklungsvolumen sogar um 40% ab. Dies bedeutet eine Kupfereinsparung von ebenfalls etwa 40% gegenüber dem für die Sekundärwicklungen in der Gegentaktschaltung benötigten Material.

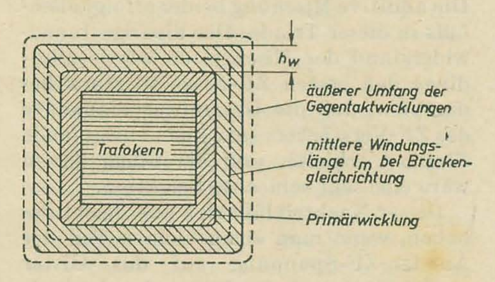


Bild 4: Ausdehnung der Transformatorwicklungen

Um den gleichen Betrag von 40% hat sich auch der ohmsche Widerstand der Wicklung verändert und ist damit vergleichsweise auf den Wert 0,6 R_T gesunken. Bei einem Effektivstrom $I_{eff} = \sqrt{2} \cdot I_{G\,eff}$ betragen jetzt die Kupferverluste

$$N_v = 2 \cdot I_{G\,eff}^2 \cdot 0{,}6\,R_T = 1{,}2\,I_{G\,eff}^2 \cdot R_T$$

und weisen in dieser Höhe ebenfalls einen Rückgang von 40% auf.

Der niedrigere Widerstandswert der Wicklung hat allerdings einen etwas kleineren Stromflußwinkel zur Folge. Trotzdem ist der Wirkungsgrad als Verhältnis der abgegebenen Gleichstromnutzleistung zu der von der Primärseite des Transformators aufgenommenen Wechselstromleistung bei der Brückengleichrichtung noch etwas günstiger.

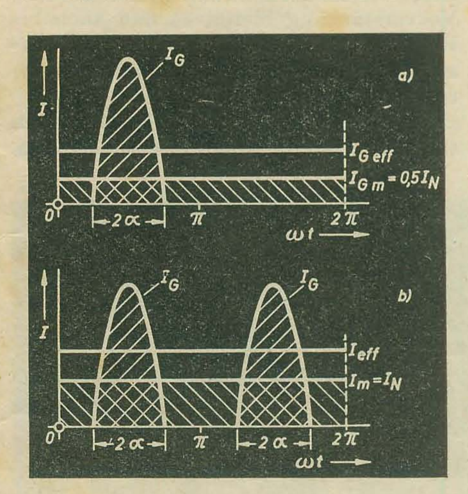


Bild 3: Stromfluß bei verschiedenen Gleichrichterschaltungen
a) Stromfluß in den Gegentaktgleichrichterwicklunger
b) Stromfluß in der Graetzgleichrichterwicklung

Die Gegenüberstellung der beiden Schaltungsarten hat gezeigt, daß die Graetzgleichrichtung bei einem etwas höheren Wirkungsgrad eine bedeutende Material- und Arbeitsersparnis mit sich bringt. Bei der Ausführung der Transformatoren werden wertvolle Kupfermengen eingespart, außerdem ist der Aufwand an Wickelarbeit geringer. Die Erkenntnis ihrer wirtschaftlicheren Arbeitsweise wird der Brückenschaltung nach Graetz den ihr gebührenden Vorzug sichern.

Literatur

H. Schweitzer, Effektivwerte und Wirkungsgrade bei Kleinnetzteilen mit kapazitiv abgeschlossener Gleichrichtung, Funk u. Ton Nr. 4 (1953).

Dezirelaissender für Fernsehreportagen

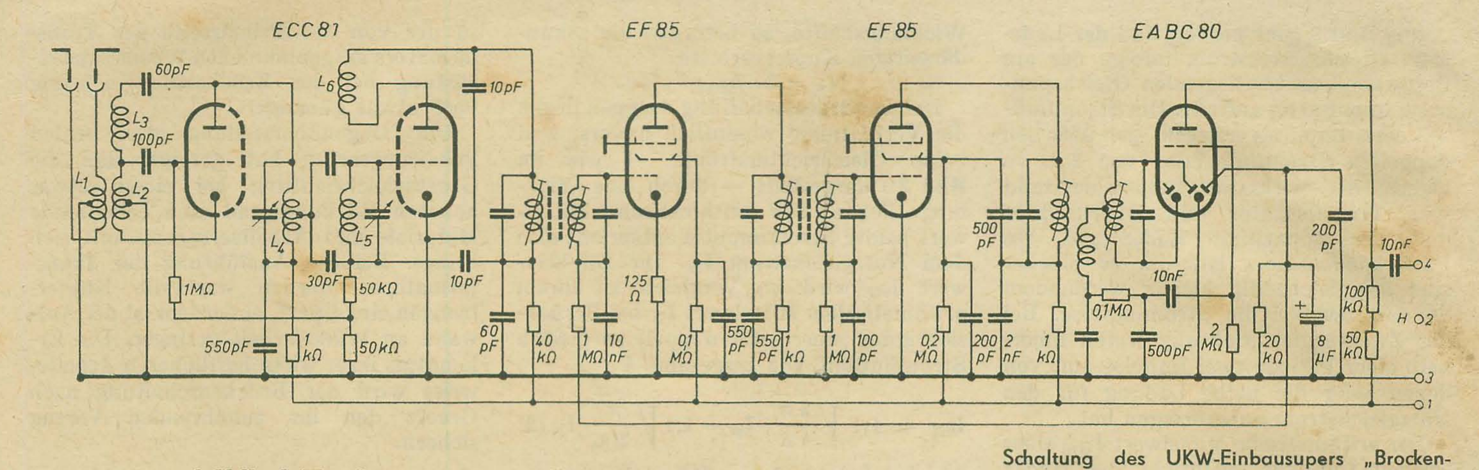
Anläßlich der Jahrestagung der National Association of Radio and Television Broadcasters im Shoreham Hotel in Washington wurde ein neuentwickelter transportabler Fernsehrelaissender der Raytheon Manufacturing Company, Massachusetts, vorgeführt.

Dieses Gerät vom Typ KTR-1000-A, ein leichter, transportabler Dezimeterwellensender, überträgt die vom Mikrofon bzw. der Fernsehkamera aufgenommenen Ton- und Bildsignale drahtlos zum Fernsehstudio. Auf diese Weise sind Fernsehdirektsendungen, insbesondere aktuelle Reportagen, auch dort möglich, wo sich in unmittelbarer Nähe kein eigener Fernsehsender befindet. Die Anlage, die sowohl für die Übertragung von farbigen als auch Schwarz-Weiß-Fernsehprogrammen geeignet ist, verschafft also der Fernsehkamera einen größeren Aktionsradius.

Der auf der Empfängerseite arbeitende zweite Teil der Anlage KTR-1000-A empfängt die Signale, trennt Bild- und Tonanteile und leitet die erhaltenen Impulse zum Studiosender. Hier überwachen und kontrollieren die Studioingenieure das übertragene Programm genau so, als ob es sich um eine Studiosendung handeln würde.

Der KTR-1000-A ist eine neue leistungsfähigere Ausführung der KTR-100-Serie, die von der Firma vor zwei Jahren auf den Markt gebracht wurde.

Unter der Losung „Der Stand der wissenschaftlichen Arbeit von heute ist der Stand der Produktion von morgen" hat die Staatliche Plankommission auf Vorschlag des Zentralkomitees der SED für die Zeit vom 6. bis 8. Juli eine Konferenz mit Wissenschaftlern, Ingenieuren, Neuerern und Vertretern der staatlichen Organe einberufen. Die in Berlin stattfindende Konferenz soll dazu beitragen, daß die Forschungstätigkeit auf die wichtigsten Aufgaben gelenkt wird und daß Ingenieure und Konstrukteure neue Erkenntnisse für ihre Arbeit erhalten,



Schaltung des UKW-Einbausupers „Brockenhexe II“ (alle Anschlüsse von der rechten Diode der EABC 80 sind an die linke Diode zu legen)

UKW-Einbausuper „Brockenhexe II“

Der von dem Handwerksbetrieb Hans-Joachim Grabow in Benneckenstein (Harz) gefertigte UKW-Einbausuper „Brockenhexe II“ gibt vielen Besitzern älterer Rundfunkempfänger die Möglichkeit, am UKW-Rundfunk teilzunehmen. Im folgenden soll näher auf die Schaltung dieses 9-Kreis-Supers, der mit den Röhren ECC 81, EF 85, EF 85(80) und EABC 80 bestückt ist, eingegangen werden.

Die Funktion der HF-Vorröhre übernimmt in Zwischenbasisschaltung das erste Triodensystem der ECC 81. Über L_1 gelangt in üblicher Weise die Antennenspannung auf den Vorkreis (L_2), der auf Bandmitte abgeglichen ist. Da bei Trioden durch die große Gitter-Anoden-Kapazität Selbsterregung eintritt, wenn Gitter- und Anodenkreis auf gleicher Frequenz liegen, muß diese Stufe neutralisiert werden. Die Art der hier angewendeten Neutralisation ist nicht allgemein üblich und soll darum näher beschrieben werden.

Wie aus dem Schaltbild ersichtlich ist, befinden sich zwischen der Anode und dem Gitter die Spule L_3 und ein Kondensator von 60 pF, der aber lediglich zur Gleichspannungstrennung dient. L_3 stellt in Verbindung mit der Gitter-Anoden-Kapazität und den Schaltkapazitäten einen Parallelschwingkreis dar.

Dieser Sperrkreis, der ebenfalls auf Bandmitte abgeglichen ist, verhindert nun auf Grund seines Sperrwiderstandes eine Rückwirkung auf den Gitterkreis, und zwar am stärksten auf die Bandmitte.

Zum Bandanfang und -ende hin tritt noch eine Entdämpfung des Vorkreises auf, die aber sehr erwünscht ist, weil sie in idealer Weise dem Empfindlichkeitsabfall, der durch einmaliges festes Einstellen des Vorkreises auf Bandmitte hervorgerufen wird, entgegenwirkt.

Man erhält so, ohne einen Dreifachdrehko zu verwenden, eine fast gleichmäßige Verstärkung über das gesamte UKW-Rundfunkband.

Das zweite Triodensystem der ECC 81 erzeugt eine Oszillatoramplitude von etwa 4 V, die Oszillatorfrequenz liegt um 10,7 MHz tiefer als die Empfangsfrequenz. Die additive Mischung beider erfolgt ebenfalls in dieser Triode. Der niedrige Innenwiderstand der Mischtriode würde allerdings den ersten ZF-Kreis so stark bedämpfen, daß die Gesamtdurchlaßkurve des ZF-Verstärkers sehr flach auslaufende Flanken erhielte, und die Folge davon wäre eine sehr schlechte Selektion.

Dieser Nachteil läßt sich aber leicht beheben, wenn man einen kleinen Teil der Anoden-ZF-Spannung auf das Gitter zurückführt und damit den Anodenkreis entdämpft. Das darf aus Stabilitätsgründen natürlich nur soweit erfolgen, wie für einen guten Resonanzwiderstand nötig ist.

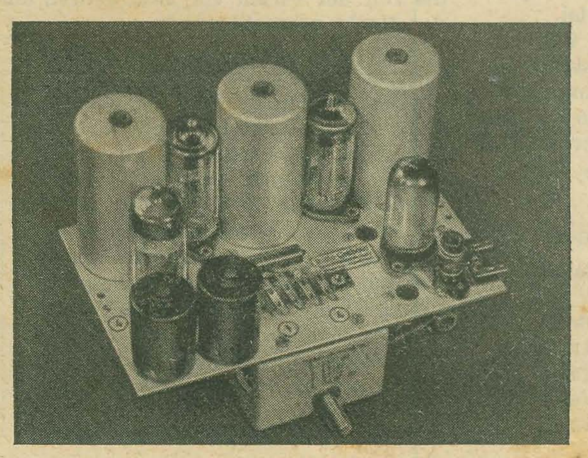
Vom Fußpunkt des ersten ZF-Kreises liegen 60 pF nach Masse, und von diesem Punkt aus wird über 10 pF die ZF auf das Gitter 1 zurückgeführt. Gleichzeitig dient dieser Kondensator von 10 pF dazu, die Oszillatoramplitude an der Anzapfung des Zwischenkreises auf einen möglichst kleinen Wert zu halten, damit die Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz über die Antenne gering bleibt.

Die negative Vorspannung für das erste Triodensystem wird durch eine Unterteilung des Oszillatorableitwiderstandes gewonnen. Dadurch, daß die Schwingamplitude 4 V beträgt, ergibt sich beim Verwenden von 2×50 kΩ in der Mitte die richtige Größe von -2 V, die über einen Widerstand von 1 MΩ der ersten Triode zugeführt werden.

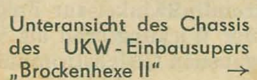
Im ZF-Verstärker werden die bewährten Neumann-Bandfilter verwendet. Die erste ZF-Röhre wird geregelt, auf die Abblockung des Katodenwiderstandes wird verzichtet, um die Durchlaßkurve während des Regelvorganges nicht zu verformen. Ferner wird diese Stufe unempfindlicher gegen etwaige Röhrentoleranzen. Die zweite EF 85 oder EF 80 arbeitet als Begrenzer und hat aus diesem Grunde einen Schirmgitterwiderstand von 200 kΩ. Die Grundvorspannung baut sich auch bereits ohne Signal am Ableitwiderstand 1 MΩ auf. Die bekannte Schirmgitterneutralisation sorgt dafür, daß der ZF-Verstärker auch ohne Abschirmwände einwandfrei arbeitet.

Ein unsymmetrischer Ratiodetektor mit der EABC 80 übernimmt die Demodulation des FM-Signals. Diese Röhre wird verwendet, weil sie fast zum gleichen Preis wie die EAA 91 den Vorteil der NF-Vorverstärkung bietet, so daß auch bei Rundfunkgeräten mit geringer NF-Verstärkung eine Vollaussteuerung der Endröhre gewährleistet ist.

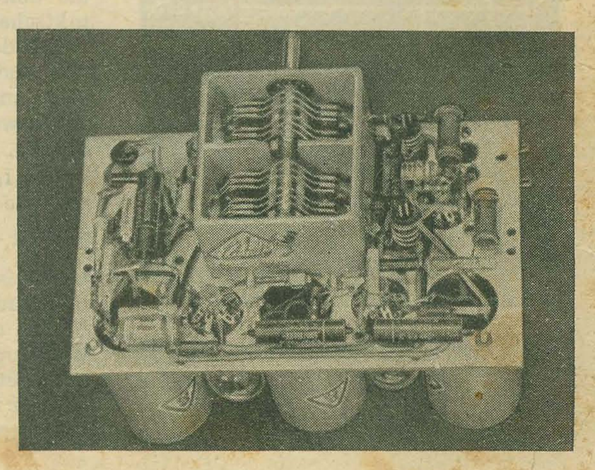
Die Abmessungen des Einbaugerätes „Brockenhexe II“ sind $115 \times 155 \times 95$ mm.



Chassis des UKW-Einbausupers „Brockenhexe II“ des Handwerksbetriebes Hans-Joachim Grabow, Beneckenstein (Harz)



Unteransicht des Chassis des UKW-Einbausupers „Brockenhexe II“ →



HEINZ KIESSLING

Einige Betrachtungen zum „umgekehrten“ Röhrenvoltmeter

Für Fälle, in denen Gleichspannungen von 5 bis 200 V leistungslos gemessen werden sollen, ist das wenig bekannte, sogenannte „umgekehrte“ Röhrenvoltmeter ein wertvoller Helfer. Auf Grund der Erfahrungen soll hier auf die praktische Bedeutung und die Schaltung dieses Röhrenvoltmeters eingegangen werden.

Es dürfte bekannt sein, daß es Elektrometerröhren gibt, bei denen sich das Gitter nicht wie üblich zwischen Katode und Anode befindet, sondern auf der entgegengesetzten Seite der Katode. Da das Gitterpotential auch um die Katode herumgreift, findet trotzdem eine Anodenstromsteuerung statt. Diese Tatsache wird bei dem vorliegenden Röhrenvoltmeter ausgenutzt. Das Steuergitter einer normalen Verstärkerröhre bekommt die Funktion einer Anode zugeordnet, und die eigentliche Anode verwandelt sich in ein Steuergitter. Dadurch, daß sich das „Steuergitter“ außerhalb des Katoden-Anodenraumes befindet und negativer als die „Anode“ ist, findet eine rein statische Steuerung statt, und das Meßobjekt wird

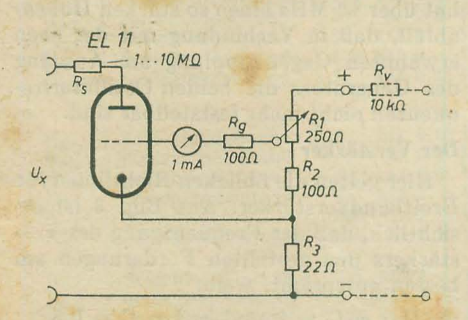


Bild 1: Schaltbild des „umgekehrten“ Röhrenvoltmeters

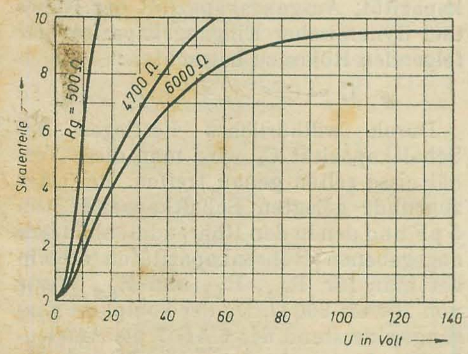


Bild 2: Skalenverlauf bei verschiedenen Widerständen R_g des „umgekehrten“ Röhrenvoltmeters

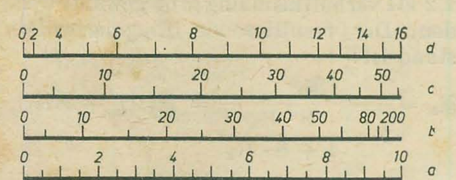


Bild 3: Skalenteilung des „umgekehrten“ Röhrenvoltmeters
a) normale Skalenteilung
b) Skalenteilung bei $R_g = 6000\,\Omega$
c) Skalenteilung bei $R_g = 4700\,\Omega$
d) Skalenteilung bei $R_g = 500\,\Omega$

in keiner Weise belastet. Lediglich beim Anlegen der Spannung fließt ein sehr geringer, kurzer Einschaltstrom, der die Eingangskapazität des Gerätes auflädt. Je nach Aufbau beträgt der Eingangswiderstand 10^9 bis $10^{11}\,\Omega$; der Isolationsstrom, der also das Meßobjekt belasten könnte, ist derartig gering, daß man ihn ohne weiteres vernachlässigen kann.

Schaltung

Die einfachste Schaltung zeigt Bild 1. Als Anodenspannung genügen 2,5 V. Das Gerät kann also ohne weiteres mit einer Taschenlampenbatterie gespeist werden. Wegen der Heizung ist jedoch eine Batterieröhre erforderlich, die wiederum ein empfindlicheres Anzeigeinstrument bedingt; denn ein Strom von 1 mA (wie in vorliegender Schaltung) kann dem Steuergitter einer Batterieröhre kaum zugemutet werden. Aus diesem Grunde wurde für das vorhandene Instrument eine kräftige Endpentode (EL 11) in Triodenschaltung gewählt, zumal das Voltmeter für Netzanschluß vorgesehen war. Da die Anodenspannungsschwankungen prozentual als Meßfehler eingehen, wurde die Spannung von einem 70-V-Stabilisator abgenommen. R_v und R_1 bis R_3 dienen als Spannungsteiler, wobei R_3 den störenden Reststrom unterdrückt und das Instrument bei kurzgeschlossenen U_x-Klemmen tatsächlich Null anzeigt. Der Widerstandswert von R_3 wird je nach Röhre und Geräteaufbau etwas schwanken. Wenn die zu messende Spannung einmal verkehrt angelegt werden sollte (Plus an Anode statt an Masse), so würde ein erheblicher Strom durch die Röhre fließen. Für diesen Fall ist in die Anodenleitung der Schutzwiderstand R_s eingebaut, der eine starke strombegrenzende Wirkung besitzt. Mit dem Gitterwiderstand R_g ist es nun möglich, den Skalenverlauf den gewünschten Forderungen anzupassen, wie es die Beispiele der Bilder 2 und 3 zeigen.

Der Aufbau selbst ist völlig unkritisch. Nur der Anschluß an die Anode muß so hochohmig wie möglich ausgeführt werden. Für eine eventuelle Steckerbefestigung kommt nur Decelith, Trolitul oder ähnliches in Betracht. Keinesfalls dürfen dabei die Isolationswiderstände von Röhrensockel und -fassung vergessen werden. Die Isolationswiderstände der Preßstoffsockel liegen in der Größenordnung von 10^9 bis $10^{10}\,\Omega$. Wem diese Werte zu niedrig sind, der kann die Röhre entsockeln und die Anodenleitung direkt anlöten. Sehr günstig sind die neuen Glasröhren der Novaltechnik. Zusammen mit einer Trolitulfassung ergeben sich Isolationswerte von $> 10^{12}\,\Omega$.

Da in der beschriebenen Schaltung außer den Anodenspannungsschwankungen auch die Heizspannungsänderung prozentual auf das Meßergebnis einwirkt, wurde versucht, diese Fehler mit einer Kompensationsröhre weitgehendst auszugleichen.

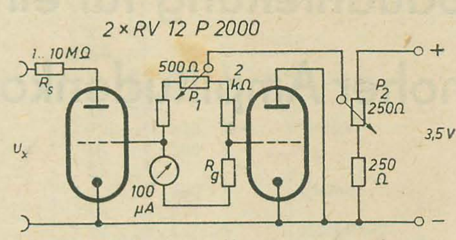


Bild 4: Schaltung mit Kompensationsröhre

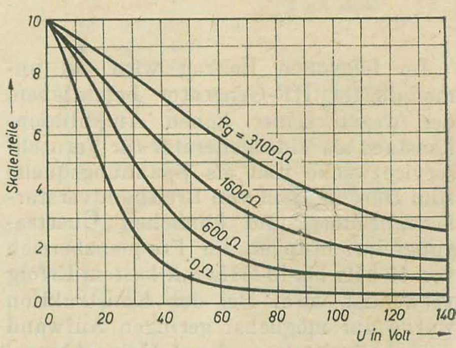


Bild 5: Skalenverlauf bei verschiedenen Widerständen R_g

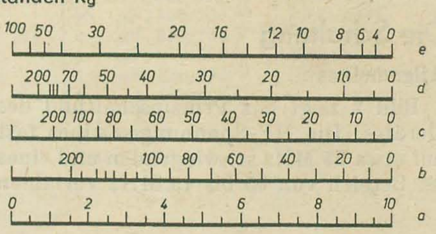


Bild 6: Skalenteilung des Röhrenvoltmeters mit Kompensationsröhre
a) normale Skalenteilung
b) Skalenteilung bei $R_g = 3100\,\Omega$
c) Skalenteilung bei $R_g = 1600\,\Omega$
d) Skalenteilung bei $R_g = 600\,\Omega$
e) Skalenteilung bei $R_g = 0\,\Omega$

Es entstand die Schaltung nach Bild 4. Als Röhren eignen sich sehr gut ältere Doppeltrioden, wie EDD 11 oder ähnliche. Im Muster wurden zwei RV 12 P 2000 und ein 100-μA-Instrument verwendet. Die Funktionen von R_s und R_g sind die gleichen wie im Bild 1. Mit P_1 wird Null und mit P_2 die Empfindlichkeit eingeregelt. Die Meßfehler durch Heizspannungsschwankungen sind durch diese Maßnahme eine Zehnerpotenz geringer geworden. Außerdem gleichen sich Alterungen der Röhre automatisch aus. Für Meßschaltungen, in denen längere Meßreihen ohne Kontrolle durchgeführt werden sollen, ist die zweite Schaltung geeigneter. Der Einfluß von R_g ist aus den Bildern 5 und 6 zu ersehen. Zu beachten ist, daß jetzt Vollausschlag = 0 V Meßspannung ist (U_x-Klemmen kurzgeschlossen).

Durch den extrem hohen Eingangswiderstand können noch Messungen durchgeführt werden, bei denen andere Röhrenvoltmeter bereits versagen. So kann man zum Beispiel den Spannungsverlauf innerhalb einer Vulkanfiberplatte, an der eine Gleichspannung von etwa 100 V liegt, verfolgen und zeichnerisch darstellen.

PETER PETEREIT

Aufnahmen: Helmut Körner, Dresden

Bauanleitung für einen HF-Generator hoher Amplitudenkonstanz



Bild 1: Ansicht des Generators

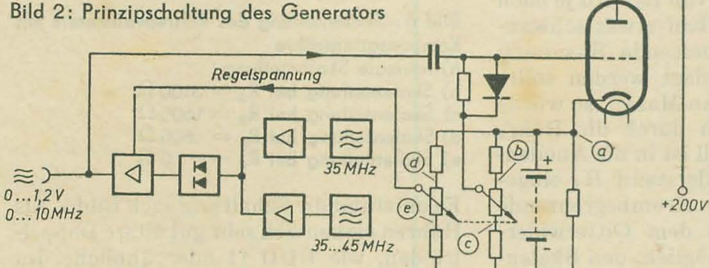
Im folgenden Beitrag wird ein unmodulierter HF-Generator beschrieben, der wegen seiner hohen Amplitudenkonstanz als Videogenerator für Fernsehservicezwecke und als Spannungsquelle zum Durchmessen von Breitbandverstärkern, Filtern und ähnlichen Übertragungseinrichtungen im Frequenzbereich von 10 kHz bis 10 MHz mit bestem Erfolg verwendet wird. Bei der Konstruktion wurde auf möglichst geringen Aufwand an Schaltmitteln und auf kleine Abmessungen des Gerätes Wert gelegt.

Die Schaltung

Allgemeines

Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild des Gerätes. Die HF-Spannungen eines fest auf etwa 35 MHz schwingenden und eines im Bereich von 35 bis 45 MHz variablen Oszillators werden über je eine Trennstufe einer Mischröhre zugeführt. Die entstehende Differenzfrequenz wird verstärkt und über eine Anodenbasisstufe ausgekoppelt. Ein Teil der am Ausgang abgegebenen Hochfrequenzspannung wird gleichgerichtet; die Richtspannung wird in einer Anodenbasisstufe verstärkt und den ersten beiden Verstärkerröhren als Regelspannung zugeführt, nachdem man die am Arbeitswiderstand von $Rö_8$ liegende positive Gleichspannung durch eine variable negative Gleichspannung kompensiert hat.

Bild 2: Prinzipschaltung des Generators



Die HF-Feinregelung geschieht durch das Ändern der Gittervorspannung der Regelverstärkerröhre. Der Regelkreis bewirkt nämlich, daß die Summe aus Gittervorspannung und Scheitelwert der HF-Spannung nahezu konstant bleibt. Beim Vergrößern der negativen Vorspannung wird damit die HF-Amplitude kleiner, beim Verringern wird sie größer. Auf Grund des kleinen Regelverhältnisses (etwa 1:50) bereitet das Einstellen kleiner Ausgangsspannungen gewisse Schwierigkeiten. Sie werden dadurch beseitigt, daß neben der Regelung der Grundgitterspannung gleichzeitig die Zusatzgleichspannung so geändert wird, daß die negative Zusatzspannung beim Einstellen kleiner HF-Spannungen erhöht wird. Durch entsprechende Dimensionierung dieser Spannung erreicht man außerdem, daß die Regelverstärkerröhre in allen Reglerstellungen einen festen Arbeitspunkt besitzt und damit die Regelung bei jeder Ausgangsamplitude gleiche Wirksamkeit hat. Die Tabelle gibt Aufschluß über die bei durchschnittlicher Amplitude bestehenden Spannungsverhältnisse.

Spannungswerte der Regelstufe

Spannung an Punkt	Volt	gegen Potential
a	+50	Masse
b	—0,3	a
c	—2	a
d	—3	Masse
e	—11	Masse

Die Oszillatoren und die Mischstufe

Die beiden Oszillatoren schwingen in ECO-Schaltung, wobei im Interesse großer Frequenzkonstanz das L/C-Verhältnis der Resonanzkreise klein gehalten wurde (Kreiskapazität etwa 30 pF). Außerdem wurde $C_{1.1}$ so zusammengestellt, daß der resultierende Temperaturkoeffizient k=0 wird. Offenbar gilt für diesen Fall:

$$\frac{C_1}{C_2} = -\frac{k_2}{k_1}$$

(k_1 bzw. k_2 = Temperaturkoeffizienten); das heißt, die beiden Temperaturkoeffizienten müssen verschiedenes Vorzeichen haben. So ergab sich $C_{1.1}$ als Parallelschaltung von 10 pF Tempa T (Kennfarbe rot) und 17 pF Tempa S (Kennfarbe dunkelgrün). Da beim variablen Oszillator der größte Teil der Kapazität, nämlich die Schaltkapazität und der Drehkondensator, Luft als Dielektrikum besitzt, kann man hier auf Temperaturkompensation verzichten.

Die beiden HF-Spannungen werden in den Anodenkreisen der Oszillatorröhren abgenommen und über Trennstufen je einem Steuergitter der Mischröhre zugeführt. Der Anodenwiderstand der Trennstufe für den variablen Oszillator ist niedriger, um den Amplitudenabfall bei 45 MHz möglichst gering zu halten. Die Mischröhre wird nicht geregelt. Im Katodenkreis der Mischröhre liegt ein auf etwa 36 MHz abgestimmter Resonanzkreis $L_{3.3}$, $C_{3.2}$, der als Gegenkopplung für die Oszillatorfrequenzen, besonders für die feste Oszillatorfrequenz, wirkt. Der nachfolgende Breitbandverstärker hat über 12 MHz einen so starken Höhenabfall, daß in Verbindung mit der eben erwähnten Gegenkopplung am Ausgang des Generators die beiden Oszillatorfrequenzen nicht mehr feststellbar sind.

Der Verstärker

Hier gelten die üblichen Richtlinien für Breitbandverstärker. Aus Bild 3 ist ersichtlich, daß der Frequenzgang des Verstärkers den gestellten Forderungen am besten entspricht, wenn

$$R_a \cdot \omega_0 C = 1 \text{ und } \omega_0 L \omega_0 C = 0{,}5$$

ist. Dabei ist C als die Summe von Schaltkapazität, Ausgangskapazität der Röhre und dynamischer Eingangskapazität der folgenden Röhre zu betrachten:

$$C = C_s + c_a + c_{dyn}.$$

Durch willkürliches Festlegen der Schaltkapazität C_s wird man diese Verhältnisse selten genau treffen. Bei einer zugrunde gelegten Schaltkapazität von 5 pF und den in den Röhrendatenblättern angegebenen Röhrenkapazitäten errechnet man für $R_{3.4}$, $R_{4.6}$ und $R_{5.3}$ Werte von 700 bis 800 Ω. Da der komplexe Eingangswiderstand der 6 AG 7 als Anodenbasisstufe etwa doppelt so groß ist wie in Katodenbasisschaltung, konnte $R_{6.4}$ mit 1,2 kΩ verhältnismäßig groß gewählt werden. Der resultierende Eingangswiderstand ist:

$$\mathfrak{R}_e = \frac{\mathfrak{R}_g}{1 - \dfrac{S \cdot R_k}{1 + S \cdot R_k}} = \mathfrak{R}_g\,(1 + S R_k),$$

$$\text{wobei } \mathfrak{R}_g = \frac{\dfrac{R_g}{j\omega C}}{R_g + \dfrac{1}{j\omega C}}.$$

Die Werte von L ergaben sich zu 5 bis 10 μH je nach Streukapazität.

Da die Möglichkeit einer Rückkopplung über die Anodenspannungszuleitung besteht, wird die Anodenspannung für die Mischröhre und die erste ZF-Stufe zusätzlich mit $R_{4.4}$, $C_{3.5}$ gesiebt. Um einen niedrigen Klirrfaktor zu erzielen, erhalten nur die erste und die zweite Verstärkerstufe eine Regelspannung, weil an deren Gittern verhältnismäßig geringe Wechselspannungen wirken. Die Regelung der 6 AC 7 bereitet bei dieser geringen Aussteuerung keine Schwierigkeiten.

Über den Spannungsteiler $R_{7.1}$, $R_{7.2}$ steuert die Wechselspannung die Endstufe aus. Von ihrer Katode wird die HF-Spannung über einen sorgfältig zu entkoppelnden Kondensator $C_{7.1} + C_{7.2}$ dem abgeschirmten 150-Ω-Kabel zugeführt, das mit einem Schichtwiderstand von 150 Ω abgeschlossen ist. Da der Frequenzgang des Generators am Kabelende nicht gleich dem an der HF-Buchse gemessenen ist, wird nur das abgeschlossene Kabelende als Meßpunkt für alle Amplituden- und Frequenzbeurteilungen des Generators benutzt.

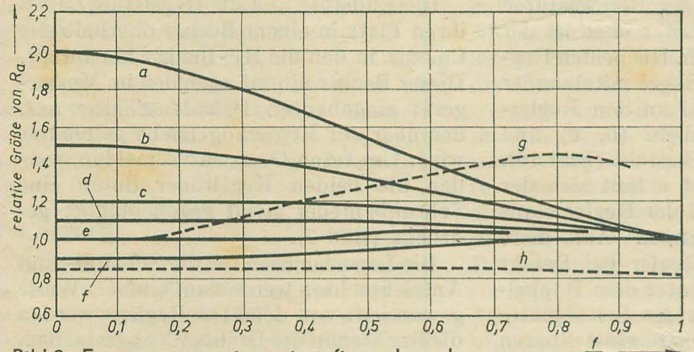
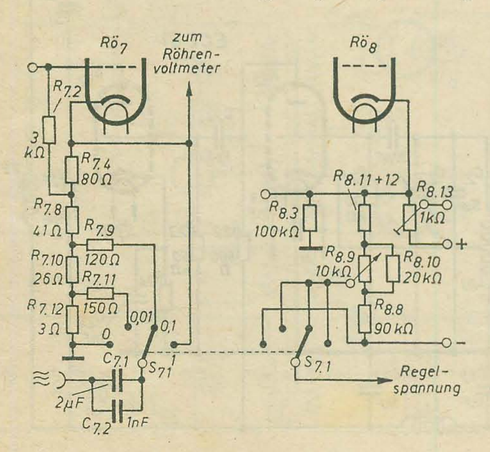


Bild 3: Frequenzgang eines einstufigen drosselgekoppelten Verstärkers (nach Lennartz)

Kurve	$R_a \cdot \omega_0 C_s$	$\omega_0 L \cdot \omega_0 C_s$
a	2	0,5
b	1,5	0,5
c	1,2	0,5
d	1,1	0,5
e	1,0	0,5
f	0,9	0,5
g	1,0	1,0
h	0,85	0,3

Bild 4 zeigt die im Mustergerät verwendete Endstufe mit einem Dekadenschalter, der das Herabsetzen der HF-Spannung im Verhältnis 1000:100:10 ermöglicht. Zum Feststellen der Höhe der am Ende des Kabels stehenden Spannung braucht man nur die am Instrument des Röhrenvoltmeters angezeigte Spannung durch den der Dekadenschalterstellung entsprechenden Quotienten zu dividieren. Beim praktischen Betrieb des Gerätes hat sich jedoch gezeigt, daß auch ohne Dekadenschalter eine kontinuierliche Regelung der Hochfrequenzspannung von 0 bis 1,2 V möglich ist. Das Eichen des Dekadenschalters erfordert außerdem durch das Kompensieren der auftretenden Resonanzen an $C_{7.1}$, der jetzt nicht mehr hinter der Regelstrecke liegt, ein reichliches Maß an Geduld und Geschicklichkeit, wobei sich in den Dekaden 10 mV und 100 mV eine frequenzabhängige Abweichung von weniger als ± 5% schwer erreichen läßt.



Die Regelstufe und das Röhrenvoltmeter

Die Regelstufe zeigt den schon im Bild 2 skizzierten Aufbau. Die an $D_{8.1}$ und $R_{8.4}$ gleichgerichtete HF-Spannung wird an $R_{8.2}$, $C_{8.3}$ gesiebt und dem Steuergitter von Röhre 8 zugeführt. Man achte bei der Polung von $D_{8.1}$ darauf, daß mit steigender HF-Spannung die negative Vorspannung am Gitter der Röhre 8 steigen muß. An dem Widerstand $R_{8.3}$ wird die verstärkte Regelspannung mit einer überlagerten positiven Gleichspannungskomponente abgenommen und mit einer negativen Spannung durch den Spannungsteiler $R_{8.8}$ bis $R_{8.12}$ überlagert. Dann wird sie gesiebt den Steuergittern der zu regelnden Röhren zugeführt. Die Zeitkonstante dieser Siebung soll ebenso wie die von $R_{8.2}$, $C_{8.3}$ nicht wesentlich größer gemacht werden als im Bild 2 angegeben ist. Die Verwendung einer Röhrendiode an Stelle von $D_{8.1}$ ist nicht zu empfehlen, da der Anlaufstrom der Diode sich oft ändert und eine Kontrolleinrichtung zum Nachstellen der Anlaufstromkompensation den Bedienungsaufwand erhöhen würde.

Eine der beiden niederohmigen Diodenstrecken ($R_i = 200\ \Omega$) der EABC 80 dient als Gleichrichterdiode für das eingebaute Röhrenvoltmeter. Die gegen Katode negative Vorspannung für die elektronische Nullpunktkorrektur wird an $R_{8.13}$ abgegriffen.

Der Netzteil

Um die Drossel $L_{11.1}$ klein zu halten, wird die Spannung für die Stabilisatoren am Ladekondensator abgenommen. Die beiden Röhren 11 und 12 schalte man wie im Bild 8. Man schont auf diese Weise die zweite Röhre bei Ausfall der ersten. Die beiden Oszillatoren erhalten zum Verringern der Störabstrahlung eine eigene Heizwicklung mit guter Siebung. Netzdrossel und Schutzwicklung auf dem Trafo verhindern die Ausstrahlung von Hochfrequenz über das Netz.

Der Aufbau

Der Einschub

Um einen stabilen und klingfreien Aufbau zu erhalten, wird das Chassis aus einer 290 × 240 mm großen, 3 mm dicken Duraluminiumplatte und Streifen von 2-mm-Aluminiumblech aufgebaut, die auf einen Rahmen aufgeschraubt werden. Dieser Rahmen besteht aus 1,5 mm

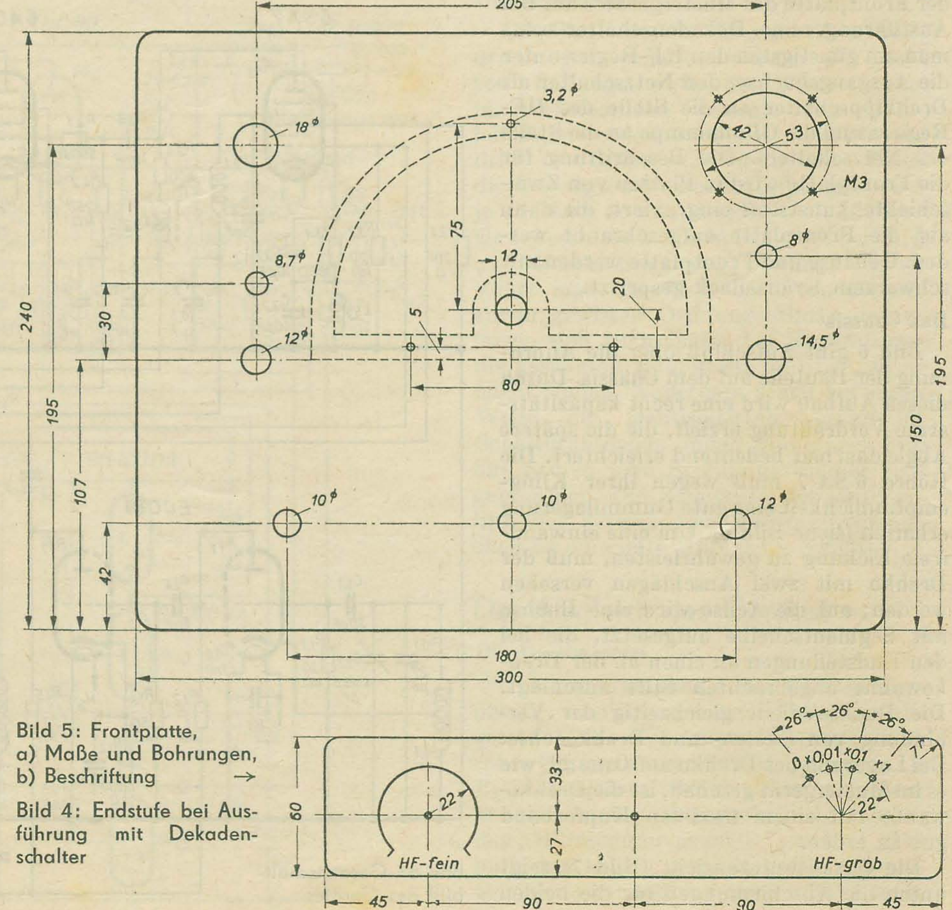


Bild 5: Frontplatte, a) Maße und Bohrungen, b) Beschriftung →

Bild 4: Endstufe bei Ausführung mit Dekadenschalter

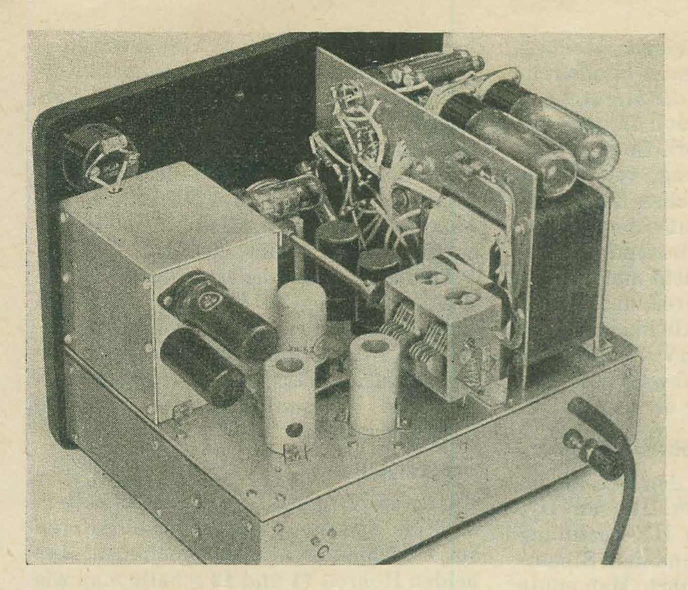


Bild 6: Ansicht des Chassis

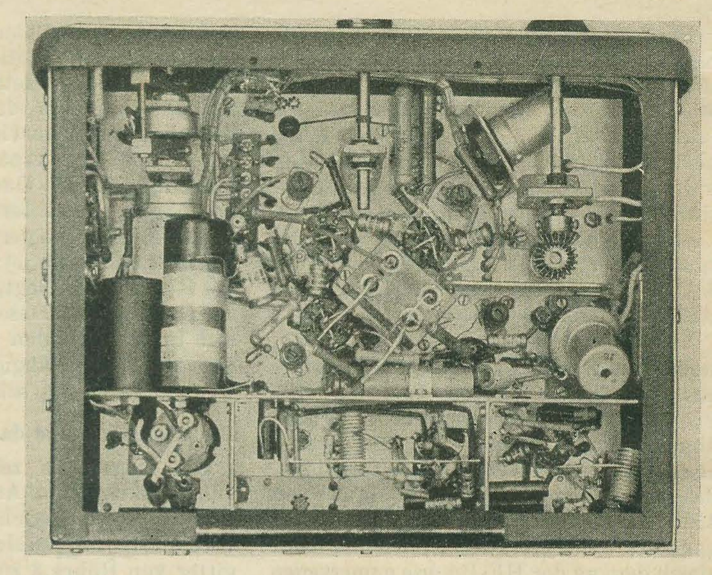
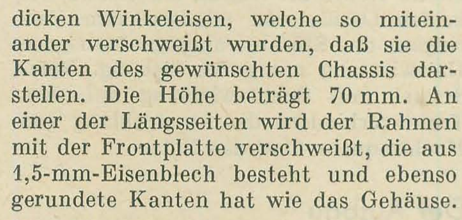


Bild 7: Chassisunteransicht



dicken Winkeleisen, welche so miteinander verschweißt wurden, daß sie die Kanten des gewünschten Chassis darstellen. Die Höhe beträgt 70 mm. An einer der Längsseiten wird der Rahmen mit der Frontplatte verschweißt, die aus 1,5-mm-Eisenblech besteht und ebenso gerundete Kanten hat wie das Gehäuse.

Die Frontplatte

Bild 1 (im Titel) zeigt die Aufteilung der Frontplatte beim Mustergerät. Sie trägt Skala, Drehkoantrieb, Amplitudenregler, Dekadenschalter, Netzschalter, Sicherung, Glimmlampe, Meßinstrument, HF-Buchse und unter einer Verdeckscheibe den Regler für die elektronische Nullpunktkorrektur. Bild 5 gibt die Maße der Frontplatte des Mustergerätes an. Bei Ausführung ohne Dekadenschalter setzt man am günstigsten den HF-Regler unter die Ausgangsbuchse, den Netzschalter als Drehkippschalter an die Stelle des HF-Reglers und die Glimmlampe an die Stelle des Netzschalters. Die Beschriftung für die Frontplatte wird in Platten von Zweischichtenkunststoff eingraviert, die dann auf die Frontplatte aufgeschraubt werden. Gehäuse und Frontplatte werden mit schwarzem Kräusellack gespritzt.

Das Chassis

Bild 6 gibt Aufschluß über die Anordnung der Bauteile auf dem Chassis. Durch diesen Aufbau wird eine recht kapazitätsarme Verdrahtung erzielt, die die spätere Abgleicharbeit bedeutend erleichtert. Die Röhre 6 SA 7 muß wegen ihrer Klingempfindlichkeit eine gute Gummilagerung erhalten (siehe Bild 9). Um eine einwandfreie Eichung zu gewährleisten, muß der Drehko mit zwei Anschlägen versehen werden; auf die Achse wird eine Buchse mit Segmentscheibe aufgesetzt, die bei den Endstellungen an einen an der Drehkowanne angebrachten Stift anschlägt. Die Buchse dient gleichzeitig der Verbindung von Skalen- und Drehkoachse. Bei Lagerung des Drehko auf Gummi, wie es im Mustergerät geschah, ist die Drehkowanne mit einem flexiblen Kupferband gut zu erden.

Die Chassisunteransicht (Bild 7) zeigt unten die Abschirmungen für die beiden Oszillatoren und die Netzverdrosselung. Die beiden Becherkondensatoren in Chassismitte sind $C_{4.2}$ und $C_{5.2}$, die gleichzeitig als Abschirmung der Röhrenstufen untereinander dienen. Links oben ist der Doppelregler erkenntlich. Die beiden Regler werden über einen Bügel miteinander gekuppelt, der aus zwei an den Reglerachsen befestigten Hebeln (b, d) und einem Gewindestab (c) besteht (Bild 10). Beim Lösen der Mutter a läßt sich der Hebel b schwenken und der Regler e aus dem Bügel herausnehmen. Auf diese Weise kann man die Regler bei Defekt bequem auswechseln. Unter dem Doppelregler befinden sich an der Seitenplatte die mit Schraubenzieher einstellbaren Regler $R_{8.5}$ und $R_{8.12}$ sowie die Kontrollbuchsen $Bu_{8.1}$, $Bu_{8.2}$ und eine Erdbuchse zum Anschließen des Meßinstrumentes.

Die Endstufe und die Regelstufe haben ihren Platz in einem Becher oberhalb des Chassis, in den die HF-Buchse hineinragt. Dieser Becher nimmt auch den im Mustergerät eingebauten Dekadenschalter auf, der über ein Kegelradgetriebe geschaltet wird. Um toten Gang zu vermeiden, werden die beiden Kegelräder durch eine Schraubenfeder straff gegeneinander gedrückt (Bild 7).

Die Lagerbuchsen für die Schalter- und Antriebsachsen werden auf einfache Weise gewonnen: von defekten Reglern werden die Buchsen in der Drehbank abgestochen,

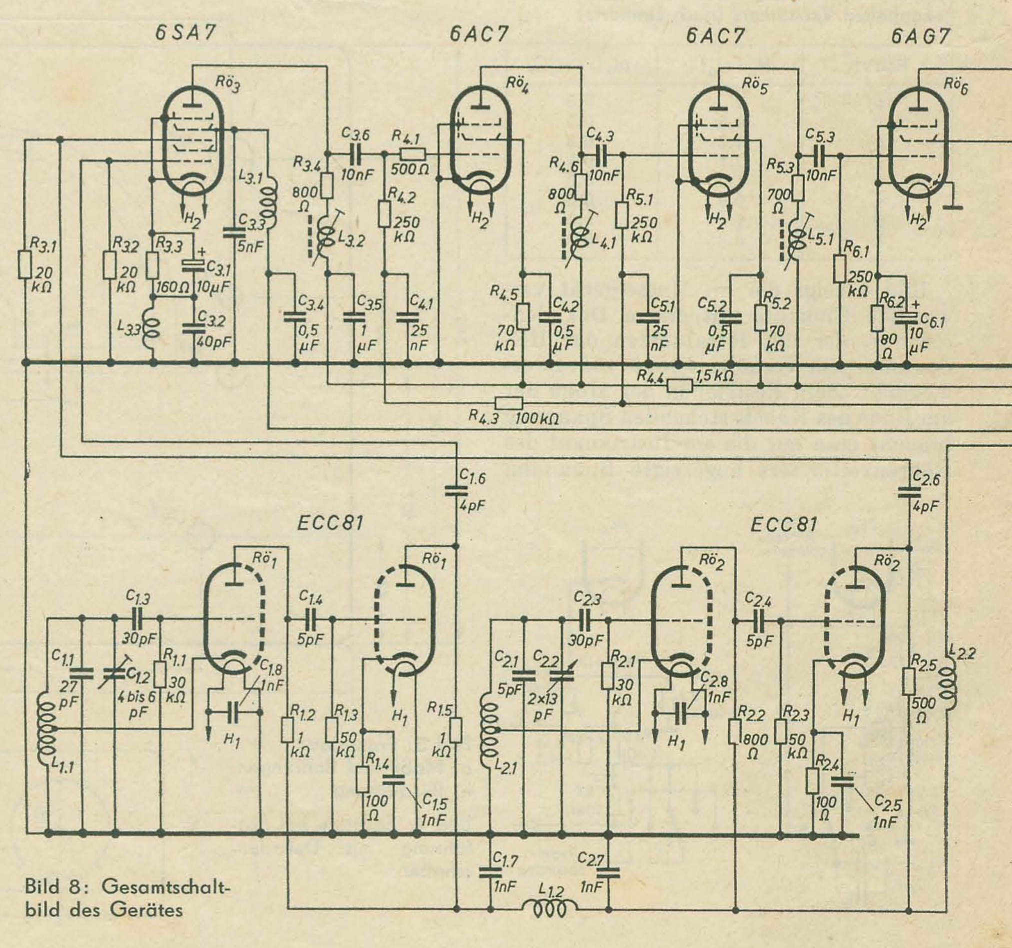


Bild 8: Gesamtschaltbild des Gerätes

dann überdreht und zur Lagerung der Achsen benutzt. Die Toleranzen dieser Buchsen sind so groß, daß sich für eine vorgegebene Achse ohne Schwierigkeiten ein straffsitzendes Lager finden läßt. Die Verwendung von Alu- oder Spritzgußbuchsen ist jedoch nicht zu empfehlen.

Der HF-Becher ist von der Frontplatte etwas abgerückt; auf diese Weise kann man den Regler für die Nullkorrektur bequem am Becher verschrauben, ohne die Achse über die Frontplatte herausstehen zu lassen.

Die Spulen und Drosseln

Die Spulen $L_{1.1}$, $L_{2.1}$ und $L_{3.1}$ sind Luftspulen, die mit versilbertem Kupferdraht von 1,2 mm ∅ auf ein 10 mm dickes Trolitulrohr gewickelt wurden. Nach dem Abgleich werden diese Spulen dick mit aufgelöstem Trolitul bestrichen. Als Lösungsmittel kann man Azeton, Tetrachlorkohlenstoff oder Duosan-Lösungsmittel verwenden. Die Korrekturspulen sind Kreuzwickelspulen auf Halmen für 8-mm-Eisenkerne. Durch Umwickeln der ausgemessenen Spulen sind die genauen Induktivitätswerte nicht mehr bekannt. Die endgültigen Wickeldaten findet man in der Tabelle auf Seite 402.

Für die Netzverdrosselung fand ein vorhandener Kaco-Störschutz Verwendung. Beim Nachbau des Gerätes kann man nach [2] selbst eine HF-Verdrosselung bauen.

Der Netzteil

Wie im Bild 12 zu erkennen ist, wurden die Bauteile für den Netzteil auf einer besonderen Aluminiumplatte als abnehmbare Baueinheit zusammengefaßt. Außer den Siebkondensatoren $C_{11.2}$, $C_{11.3}$ und $C_{13.2}$, die sich unterhalb des Chassis in Reglernähe befinden, sind hier alle zum Netzteil gehörenden Bauteile angebracht. Die stark wärmeabstrahlenden Bauteile (Röhre 11 und 12, $R_{11.1}$) befinden sich oben, um einen guten Abzug der warmen Luft durch die Lüftungslöcher im Gehäuse zu erreichen. An einer Lötösenleiste sind die erzeugten Betriebsspannungen abgreifbar. Die Anoden- und Heizungsverdrosselungen für die beiden Oszillatoren befinden sich in deren Abschirmbechern. Der Heizkreis der Verstärkerröhren ist bei $Rö_3$ mit Masse verbunden. Im Heizkreis der Oszillatorröhren wurde die Masseverbindung an $Rö_2$ hergestellt. Da auch die Heizfadenmitte von $Rö_1$ am Chassis liegt, genügte beim Mustergerät der im Schaltbild gezeigte einpolige Heizanschluß dieser Röhre.

Das Gehäuse

Das Gehäuse besteht aus 1,5 mm dikkem Eisenblech. Jalousieschlitze an der Rück- und Oberseite sowie Lüftungslöcher in Netzteilnähe gewährleisten eine gute Durchlüftung des Gerätes, ohne eine Abstrahlung von Hochfrequenz zu ermöglichen. Nach etwa 4 Stunden steigt jedoch die Temperatur an einigen Stellen des Gerätes (zum Beispiel $C_{11.1}$) über 60° C an. Aus diesem Grunde ist es empfehlenswert, beim Bau eines solchen Generators für Dauerbetrieb (Serienprüfung usw.) eine etwas aufgelockertere Bauweise, besonders des Netzteils, vorzusehen. In der Rückwand des Gehäuses sind Bohrungen für die Netzkabeldurchführung, die Erdungsklemme und für die Trimmerbedienung zur Nacheichung vorgesehen.

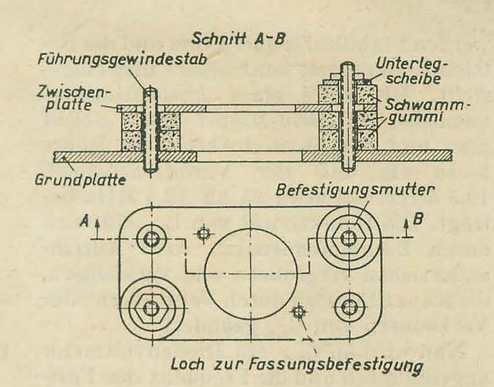


Bild 9: Gefederter Aufbau der Mischröhrenfassung

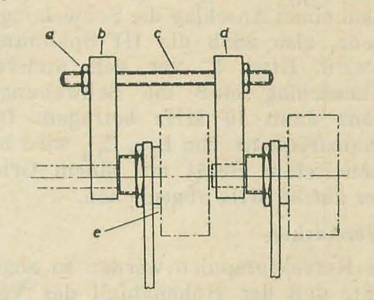


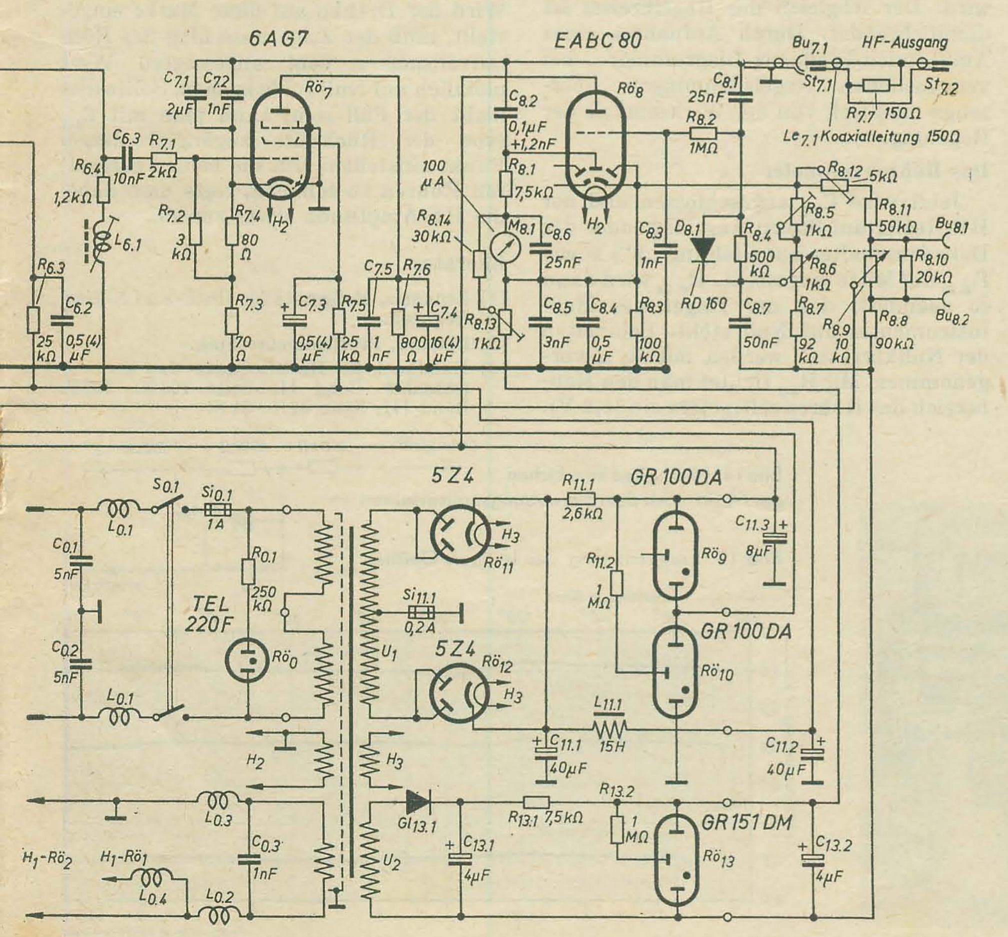
Bild 10: Bügel zum Kuppeln der beiden Regler

Das HF-Kabel

Das HF-Kabel besteht aus einem 1 m langen 150-Ω-Koaxialleiter, an den an der einen Seite einer der üblichen HF-Stecker angeschlossen wird. Am anderen Ende ist ein HF-Winkelstecker angebracht, wie sie als Antennenstecker für Fernsehantennen benutzt werden. In diesem Stecker wurde der Abschlußwiderstand von 150 Ω eingebaut (Bild 11).

Die Verdrahtung

Um Platz für eine übersichtliche Verdrahtung zu schaffen, werden alle „kalten" Leitungen außer den Heizleitungen in Kabelbäumen verlegt. Die Heizleitungen werden so kurz wie möglich verdrillt von Röhre zu Röhre geführt. Über die Leitungsenden des Kabelbaumes wird je ein 5 bis 10 mm langes Stück farbiger Gewebeschlauch geschoben, welcher Art und Bestimmung der Leitung angibt. Führt man die Wahl der Farben nach einem gewissen Ordnungsprinzip durch, lassen sich auch später bei Reparaturen die gesuchten Meßpunkte und Leitungen leicht finden. Außerdem sehen auf diese Weise die igelitisolierten, verlöteten Schaltdrahtenden immer sauber aus. Für alle Stufen wird Sternpunkterdung vorgenommen. Die Benutzung der von Philips viel verwendeten Verdrahtungsröllchen ist eine gute Hilfe beim Schalten.



Der Abgleich des Gerätes

Die Oszillatoren

Vor Inbetriebnahme des Gerätes werden $C_{8.1}$ und $C_{8.2}$ von der HF-Buchse abgetrennt, die Regelspannungsverstärkerröhre $Rö_8$ gezogen und die Regelleitung an $R_{8.9}$ abgelötet. Durch eine regelbare äußere Gleichspannungsquelle, im folgenden „Hilfsspannungsquelle" genannt, gibt man den beiden geregelten Röhren nun eine Vorspannung von etwa —2 V. Jetzt

werden Stabilisatorquerstrom und die Betriebsspannungen kontrolliert und eingestellt. Mit Hilfe eines Absorptionsfrequenzmessers (Grid-Dipper usw.) gleicht man nun den Oszillatorkreis der Röhre 2 so ab, daß der Variationsbereich 10,5 MHz von etwa 35 bis 45,5 MHz beträgt. Die Induktivität von $L_{2.1}$ läßt sich durch Zusammendrücken bzw. Auseinanderziehen vergrößern und verkleinern, die Kapazität wird durch Vergrößern oder Verkleinern von $C_{2.1}$ geändert.

Nun wird an $C_{6.3}$ ein Diodenvoltmeter angeschlossen und die Frequenz des Festoszillators bei auf Mitte eingestelltem Trimmer $C_{1.2}$ so eingestellt, daß etwa 5° vor dem einen Anschlag die Schwebungsfrequenz, also auch die HF-Spannung, null wird. Etwa 5° vor dem anderen Skalenanschlag muß die Schwebungsfrequenz dann 10 MHz betragen. Die Resonanzfrequenz von $L_{3.3}$, $C_{3.2}$ wird bei abgeschaltetem Gerät mit einem Grid-Dipper auf 36 MHz abgeglichen.

Der Verstärker

Die Korrekturspulen werden so abgestimmt, daß der Höhenabfall des Verstärkers so gering wie möglich wird. Läßt er sich bei einwandfreiem Abgleichmaximum bei allen Korrekturspulen nicht unter 10% einregeln, müssen die Arbeitswiderstände der Röhren verkleinert werden bzw. man muß die Ursache für die vorhandene hohe Schaltkapazität suchen.

Der Regelkreis

Nach dem Verstärkerabgleich wird das Diodenvoltmeter an das Ausgangskabel des Generators angeschlossen und $R_{7.2}$ so geändert, daß bei einer Hilfsspannung von —2,2 V die kleinste Ausgangsspannung im gesamten Frequenzbereich 1,2 V beträgt. Danach ist die Frequenz einzustellen, bei der die höchste Ausgangsspannung abgegeben wird; bei dieser Frequenz regelt man die Hilfsspannung nun so ein, daß die Hochfrequenzspannung am Kabelende wieder 1,2 V beträgt. Das arithmetische Mittel aus der jetzt eingestellten und der vorher anliegenden Hilfsspannung (—2,2 V) wollen wir „durchschnittliche Regelspannung" nennen und als Hilfsspannung einstellen. Dann ist Röhre 8 wieder einzustecken; $C_{8.1}$ wird ebenfalls wieder angeschlossen. Man wählt nunmehr eine Frequenz, bei der (bei „durchschnittlicher" Regelspannung) die

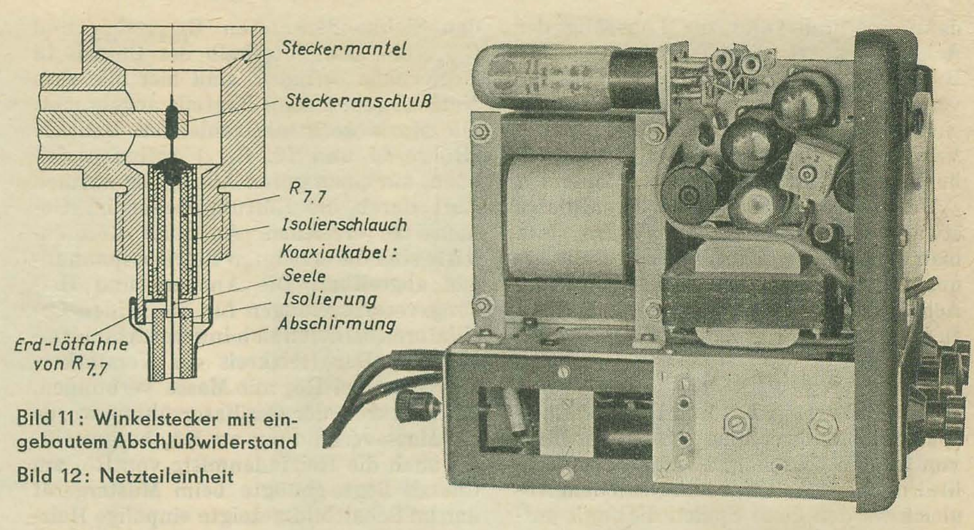


Bild 11: Winkelstecker mit eingebautem Abschlußwiderstand

Bild 12: Netzteileinheit

HF-Spannung genau 1,2 Volt beträgt. $R_{8.5}$ ist jetzt so abzugleichen, daß bei voll aufgedrehtem HF-Regler die Gittervorspannung von Röhre 8 —2,0 V beträgt. Dann ist $R_{8.7}$ so zu ändern, daß an der Verbindung von $R_{8.6}$ und $R_{8.7}$ (Punkt c im Bild 1) —2,0 V anstehen. Nach der Änderung von $R_{8.7}$ muß $R_{8.5}$ noch einmal nachgeglichen werden. Unter Beibehaltung aller bisherigen Einstellungen (U_g an Röhre 8 = —2,0 V; U_{HF} = 1,2 V; Hilfsspannung = durchschnittliche Regelspannung) regelt man nun die Widerstände $R_{8.11}$ und $R_{8.12}$ so ein, daß an $Bu_{8.1}$ die durchschnittliche Regelspannung steht. $R_{8.8}$ und $R_{8.10}$ sind jetzt so groß zu wählen, daß an $Bu_{8.2}$ eine Spannung von —11 V gegen Chassis meßbar ist. Nun wird $R_{8.12}$ noch einmal nachgestellt, worauf die Hilfsspannungsquelle abgeklemmt und der Regelkreis wieder geschlossen wird. Der Abgleich des Regelkreises ist damit beendet. Durch Aufnahme eines Amplituden-Frequenz-Diagrammes bei verschiedenen Regelspannungen überzeuge man sich von der Wirksamkeit der Regelung.

Das Röhrenvoltmeter

Jetzt wird $C_{8.2}$ angeschlossen und der HF-Regler auf linken Anschlag (oder der Dekadenschalter auf Stellung „0") sowie $R_{8.13}$ auf Mitte eingestellt. $R_{8.14}$ wird dann so geändert, daß der Zeiger des Meßinstrumentes auf Null steht. Feinheiten der Nullkorrektur werden mit $R_{8.13}$ vorgenommen. Mit $R_{8.1}$ richtet man den Meßbereich des Röhrenvoltmeters ein (1,2 V).

Die Skala des Instrumentes ist wegen der quadratischen Diodenkennlinie nicht stromlinear. Sie muß nach aufgenommenen Meßwerten gezeichnet werden (Abweichung etwa 3%).

Die Eichung des Gerätes

Nachdem das Gerät seinen Probebetrieb gut überstanden hat, nimmt man nach einstündigem Anheizen bei geschlossenem Gerät die Skaleneichung vor. Am bequemsten läßt sich dazu ein Eichempfänger verwenden. Bei Vorhandensein eines genau geeichten Meßsenders kann man nach dem Schwebungsnullverfahren eichen. Bild 14 zeigt das hierfür verwendbare Mischglied. Den Ausgang legt man an die Tonabnehmerbuchsen eines Rundfunkgerätes.

Die Frequenz „Null" ist auf der Skala mit einer roten Marke gekennzeichnet. Wird der Drehko auf diese Marke eingestellt, muß der Zeigerausschlag des Röhrenvoltmeters vom angezeigten Wert plötzlich auf Null zurückgehen. Sollte dies nicht der Fall sein, kann man mit $C_{1.1}$ (von der Rückseite zugängig) diesen Punkt einstellen. Um die beiden geregelten Röhren zu schonen, regle man dabei die HF-Amplitude etwas zurück.

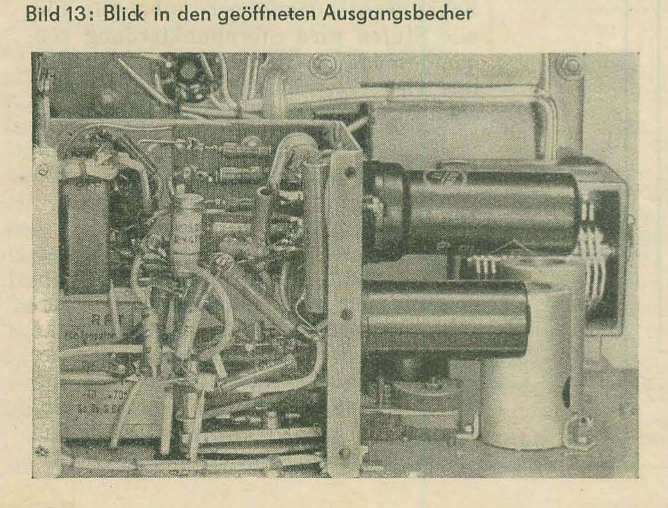
Literatur

[1] Lennartz, Meßgeräte für Hoch- und Niederfrequenz.

[2] Limann, Prüffeldmeßtechnik.

[3] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker Band II, Seite 100ff., 308ff. Band III, Seite 82ff., 84ff.

Bild 13: Blick in den geöffneten Ausgangsbecher



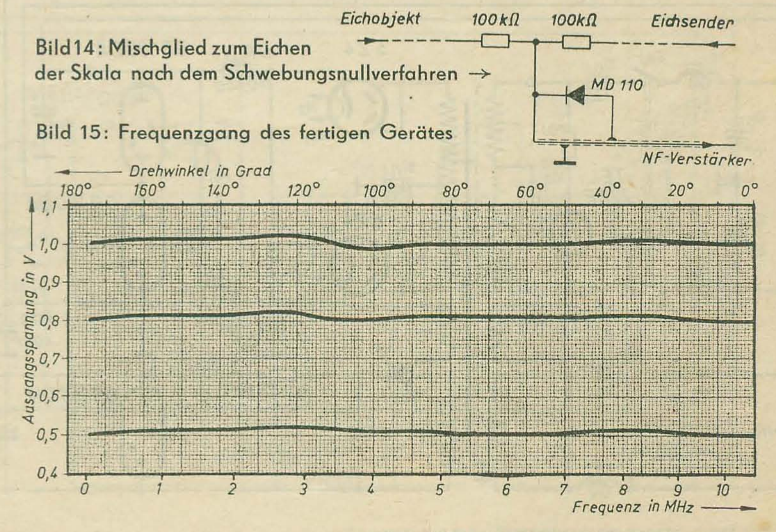


Bild 14: Mischglied zum Eichen der Skala nach dem Schwebungsnullverfahren →

Bild 15: Frequenzgang des fertigen Gerätes

Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

Teil	Benennung	Größe	Bemerkung
Rö_{0}	Glimmlampe	TEL 220 F	
Rö_{1}	Röhre	ECC 81	
Rö_{2}	Röhre	ECC 81	
Rö_{3}	Röhre	6 SA 7	
Rö_{4}	Röhre	6 AC 7	
Rö_{5}	Röhre	6 AC 7	
Rö_{6}	Röhre	6 AG 7	
Rö_{7}	Röhre	6 AG 7	
Rö_{8}	Röhre	EABC 80	
Rö_{9}	Stabilisator	GR 100 DA	
Rö_{10}	Stabilisator	GR 100 DA	
Rö_{11}	Röhre	5 Z 4	
Rö_{12}	Röhre	5 Z 4	
Rö_{13}	Stabilisator	GR 151 DM	
$R_{0.1}$	Schichtwiderstand	250 kΩ, 0,25 W	
$R_{1.1}$	Schichtwiderstand	30 kΩ, 0,25 W	
$R_{1.2}$	Schichtwiderstand	1 kΩ, 0,25 W	
$R_{1.3}$	Schichtwiderstand	50 kΩ, 0,25 W	
$R_{1.4}$	Schichtwiderstand	100 Ω, 0,25 W	
$R_{1.5}$	Schichtwiderstand	1 kΩ, 0,25 W	
$R_{2.1}$	Schichtwiderstand	30 kΩ, 0,25 W	
$R_{2.2}$	Schichtwiderstand	800 Ω, 0,25 W	
$R_{2.3}$	Schichtwiderstand	50 kΩ, 0,25 W	
$R_{2.4}$	Schichtwiderstand	100 Ω, 0,25 W	
$R_{2.5}$	Schichtwiderstand	500 Ω, 0,25 W	
$R_{3.1}$	Schichtwiderstand	20 kΩ, 0,25 W	
$R_{3.2}$	Schichtwiderstand	20 kΩ, 0,25 W	
$R_{3.3}$	Schichtwiderstand	160 Ω, 0,25 W	
$R_{3.4}$	Schichtwiderstand	800 Ω, 0,25 W	
$R_{4.1}$	Schichtwiderstand	500 Ω, 0,25 W	
$R_{4.2}$	Schichtwiderstand	250 kΩ, 0,25 W	
$R_{4.3}$	Schichtwiderstand	100 kΩ, 0,25 W	
$R_{4.4}$	Schichtwiderstand	1,5 kΩ, 0,5 W	
$R_{4.5}$	Schichtwiderstand	70 kΩ, 0,5 W	
$R_{4.6}$	Schichtwiderstand	800 Ω, 0,25 W	
$R_{5.1}$	Schichtwiderstand	250 kΩ, 0,25 W	
$R_{5.2}$	Schichtwiderstand	70 kΩ, 0,5 W	
$R_{5.3}$	Schichtwiderstand	700 Ω, 0,25 W	
$R_{6.1}$	Schichtwiderstand	250 kΩ, 0,25 W	
$R_{6.2}$	Schichtwiderstand	80 Ω, 0,25 W	
$R_{6.3}$	Schichtwiderstand	25 kΩ, 2 W	
$R_{6.4}$	Schichtwiderstand	1,2 kΩ, 2 W	
$R_{7.1}$	Schichtwiderstand	2 kΩ, 0,25 W	je nach vorhandener Ausgangsspannung ändern
$R_{7.2}$	Schichtwiderstand	3 kΩ, 0,25 W	
$R_{7.3}$	Schichtwiderstand	70 Ω, 0,5 W	
$R_{7.4}$	Schichtwiderstand	80 Ω, 0,5 W	
$R_{7.5}$	Schichtwiderstand	25 kΩ, 2 W	
$R_{7.6}$	Schichtwiderstand	800 Ω, 1 W	
$R_{7.7}$	Schichtwiderstand	150 Ω, 0,25 W	Keramikkörper hohl
$R_{8.1}$	Schichtwiderstand	7,5 kΩ, 1 W	abgleichen
$R_{8.2}$	Schichtwiderstand	1 MΩ, 0,25 W	
$R_{8.3}$	Schichtwiderstand	100 kΩ, 0,25 W	
$R_{8.4}$	Schichtwiderstand	500 kΩ, 0,25 W	
$R_{8.5}$	Potentiometer	1 kΩ, lin	Achse mit Schraubenzieherschlitz
$R_{8.6}$	Potentiometer	1 kΩ, lin	mit $R_{8.9}$ gekuppelt
$R_{8.7}$	Schichtwiderstand	92 kΩ, 0,5 W	abgleichen
$R_{8.8}$	Schichtwiderstand	90 kΩ, 0,5 W	abgleichen
$R_{8.9}$	Potentiometer	10 kΩ, lin	mit $R_{8.6}$ gekuppelt
$R_{8.10}$	Schichtwiderstand	20 kΩ, 0,25 W	
$R_{8.11}$	Schichtwiderstand	50 kΩ, 0,5 W	abgleichen
$R_{8.12}$	Potentiometer	5 kΩ, lin }	Achsen mit Schraubenzieherschlitz
$R_{8.13}$	Potentiometer	1 kΩ, lin }	
$R_{8.14}$	Schichtwiderstand	30 kΩ, 0,25 W	evtl. ändern
$R_{11.1}$	Drahtwiderstand	2,6 kΩ, 12 W	
$R_{11.2}$	Schichtwiderstand	1 MΩ, 0,25 W	
$R_{13.1}$	Drahtwiderstand	7,5 kΩ, 4 W	
$R_{13.2}$	Schichtwiderstand	1 MΩ, 0,25 W	
$C_{0.1}$	Kondensator	5 nF, 500 V ~	
$C_{0.2}$	Kondensator	5 nF, 500 V ~	
$C_{0.3}$	Kondensator	1 nF	
$C_{1.1}$	Kondensator	27 pF	17 pF Tempa S 10 pF Tempa T
$C_{1.2}$	Trimmer	4 pF bis 6 pF	
$C_{1.3}$	Kondensator	30 pF	
$C_{1.4}$	Kondensator	5 pF	
$C_{1.5}$	Kondensator	1 nF	
$C_{1.6}$	Kondensator	4 pF	
$C_{1.7}$	Kondensator	1 nF	Keramikausführung
$C_{1.8}$	Kondensator	1 nF	
$C_{2.1}$	Kondensator	5 pF	
$C_{2.2}$	Drehko	2 × 13 pF	Fabrikat Schalkau
$C_{2.3}$	Kondensator	30 pF	
$C_{2.4}$	Kondensator	5 pF	
$C_{2.5}$	Kondensator	1 nF	
$C_{2.6}$	Kondensator	4 pF	
$C_{2.7}$	Kondensator	1 nF	Keramikausführung
$C_{2.8}$	Kondensator	1 nF	
$C_{3.1}$	Kondensator	10 µF, 12/15 V	Elektrolyt
$C_{3.2}$	Kondensator	40 pF	
$C_{3.3}$	Kondensator	5 nF	
$C_{3.4}$	Kondensator	0,5 µF, 160 V—	
$C_{3.5}$	Kondensator	1 µF, 500 V—	
$C_{3.6}$	Kondensator	10 nF, 500 V—	
$C_{4.1}$	Kondensator	25 nF	
$C_{4.2}$	Kondensator	0,5 µF, 500 V—	Becher
$C_{4.3}$	Kondensator	10 nF, 500 V—	
$C_{5.1}$	Kondensator	25 nF	
$C_{5.2}$	Kondensator	0,5 µF, 500 V—	Becher
$C_{5.3}$	Kondensator	10 nF, 500 V—	
$C_{6.1}$	Kondensator	10 µF, 12/15V	Elektrolyt
$C_{6.2}$	Kondensator	0,5 µF, 500 V—	im Mustergerät 4 µF Elko
$C_{6.3}$	Kondensator	10 nF, 500 V—	
$C_{7.1}$	Kondensator	2 µF, 1500 V—	
$C_{7.2}$	Kondensator	1 nF, 500 V—	Keramikausführung
$C_{7.3}$	Kondensator	0,5 µF, 500 V—	im Mustergerät 4 µF Elko
$C_{7.4}$	Kondensator	16 µF, 450/550 V	Elektrolyt
$C_{7.5}$	Kondensator	1 nF, 500 V—	Keramikausführung
$C_{8.1}$	Kondensator	25 nF	
$C_{8.2}$	2 Kondensatoren	0,1 µF + 1,2 nF	1,2 nF in Keramikausführung
$C_{8.3}$	Kondensator	1 nF	
$C_{8.4}$	Kondensator	0,5 µF, 160 V—	Becher
$C_{8.5}$	Kondensator	5 nF, 250 V—	Keramikausführung
$C_{8.6}$	Kondensator	25 nF	
$C_{8.7}$	Kondensator	50 nF	
$C_{11.1}$	Kondensator	40 µF, 450/500 V	Elektrolyt
$C_{11.2}$	Kondensator	40 µF, 450/500 V	Elektrolyt
$C_{11.3}$	Kondensator	8 µF, 350/385 V	Elektrolyt
$C_{13.1}$	Kondensator	4 µF, 350/385 V	Elektrolyt
$C_{13.2}$	Kondensator	4 µF, 350/385 V	Elektrolyt
$Si_{0.1}$	Sicherung	1 A, träge	
$Si_{11.1}$	Sicherung	0,2 A	
$D_{8.1}$	Germaniumdiode	RD 160	
$Gl_{13.1}$	Selengleichrichter	250 V/30 mA	
$Bu_{7.1}$	HF-Buchse		
$Bu_{8.1}$	Telefondoppelbuchse		
$Bu_{8.2}$	Telefondoppelbuchse		
$St_{7.1}$	HF-Stecker		
$St_{7.2}$	HF-Stecker		Winkelstecker
$Le_{7.1}$	Koaxialleitung	Z = 150 Ω	
$M_{8.1}$	Drehspulinstrument	100 µA 4 kΩ	
$S_{0.1}$	Kippausschalter		2polig
$L_{11.1}$	Netzdrossel	15 H 250 Ω	
$Tr_{0.1}$	Netztransformator	Primärwicklungen 2 × 110 V Sekundärwicklungen U_{11} ··· 2 × 320 V U_{12} ··· 1 × 250 V H_1 ··· 1 × 6,3 V H_2 ··· 1 × 6,3 V H_3 ··· 1 × 5,0 V	

Zusätzliches Material für Ausführung nach Abb. 4

Teil	Benennung	Größe	Bemerkung
$S_{7.1}$	Umschalter	4stufig, 2polig	kapazitätsarm
$R_{7.8}$	Schichtwiderstand	41 Ω, 0,5 W	abgleichen
$R_{7.9}$	Schichtwiderstand	120 Ω, 0,5 W	
$R_{7.10}$	Schichtwiderstand	26 Ω, 0,25 W	abgleichen
$R_{7.11}$	Schichtwiderstand	150 Ω, 0,5 W	
$R_{7.12}$	Drahtwiderstand	3 Ω	

Technische Daten des Mustergerätes

Frequenzbereich	10 kHz bis 10 MHz
Frequenzabweichung nach 10 Minuten Anlaufzeit	± 1 kHz
Ausgangsspannung	0 bis 1,2 V; kontinuierlich regelbar
Frequenzabhängigkeit der Ausgangsspannung	≦ ± 2 %
Ausgangsimpedanz	150 Ω
Klirrfaktor	≦ 5 %
Spannungsanzeige	Röhrenvoltmeter; Meßbereich 1,2 V ± 2 %
Frequenzabhängigkeit der Spannungsanzeige	≈ 0,5 %
Netzspannung	110/220 V, 50 Hz
Leistungsaufnahme	≈ 150 VA
Abmessungen	300 × 240 × 250 mm
Gewicht	13,4 kg

Daten für Spulen und Drosseln des HF-Generators (siehe Seiten 396 bis 401)

Bezeichnung	Art der Spule	Windungszahl	Drahtdurchmesser mm	Spulendurchmesser in mm	Spulenlänge in mm	Bemerkung	Verwendungszweck
$L_{1.1}$	Luftspule	11	1,2 Cu, versilbert	10	22	Anzapfung bei 3,5 Windungen	Oszillatorspule
$L_{2.1}$	Luftspule	13	1,2 Cu, versilbert	10	23	Anzapfung bei 4,5 Windungen	Oszillatorspule
$L_{3.3}$	Luftspule	11	1,2 Cu, versilbert	10	23		Sperrkreisspule
$L_{3.2}$	Eisenkernspule	22	10 × 0,01 CuL	10	5	Manifer IV, Schraubkern 8 mm Durchmesser	Korrekturspule
$L_{4.1}$	Eisenkernspule	26	10 × 0,01 CuL	10	5	Manifer IV, Schraubkern 8 mm Durchmesser	Korrekturspule
$L_{5.1}$	Eisenkernspule	18	10 × 0,01 CuL	10	5	Manifer IV, Schraubkern 8 mm Durchmesser	Korrekturspule
$L_{6.1}$	Eisenkernspule	20	10 × 0,01 CuL	10	5	Manifer IV, Schraubkern 8 mm Durchmesser	Korrekturspule
$L_{0.1}$	Luftspule	2 × 30 2 × 6	0,7 Cu SS 0,8 WM 30 oder WM 100			(2 × 6 Windungen Widerstandsdraht)	HF-Drossel
$L_{0.2}$	Luftspule	35	0,6 CuL	7	20		HF-Drossel
$L_{0.3}$	Luftspule	35	0,6 CuL	7	20		HF-Drossel
$L_{0.4}$	Luftspule	35	0,6 CuL	7	20		HF-Drossel
$L_{1.2}$	Luftspule	55	0,3 CuL	7	20		HF-Drossel
$L_{2.2}$	Luftspule	55	0,3 CuL	7	20		HF-Drossel
$L_{3.1}$	Luftspule	55	0,3 CuL	7	20		HF-Drossel

Ing. I. BLUHM
Mitteilung aus dem VEB Elektro-Apparate-Werke J. W. Stalin

UKW-Großsuper „Amati“ EAW 1194 WKU

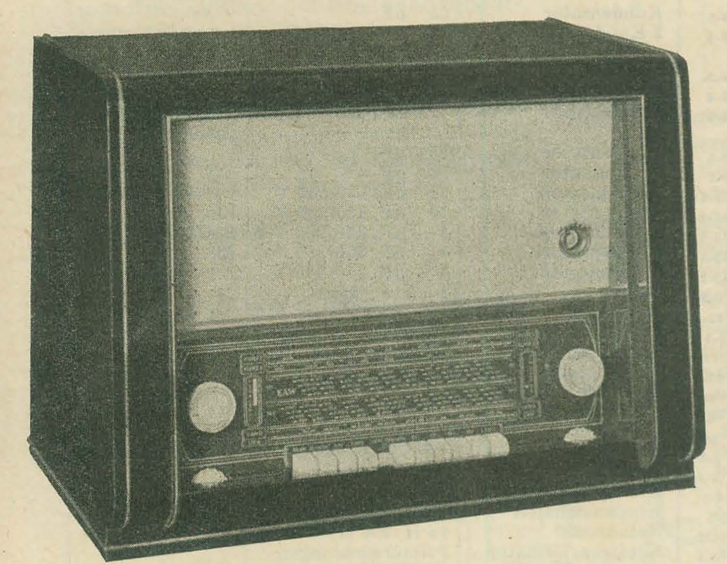


Bild 1: Großsuper EAW 1194 WKU „Amati“

Beschreibung der Schaltung

Der Super „Amati“, ein 9-(11-)Kreis-AM/FM-Wechselstromgerät, ist bis auf die Gegentaktendstufe mit zwei Röhren EL 11, das Magische Auge EM 11 und den Netzgleichrichter AZ 12 mit Miniaturröhren bestückt. Die Abstimmung der AM-Bereiche erfolgt mit Hilfe eines frequenzlinearen Dreifachdrehkondensators 10 bis 210 pF, die Abstimmung des UKW-Bereiches 87 bis 100 MHz mit einem isoliert auf gleicher Achse sitzenden frequenzlinearen Zweifachdoppelstatordrehkondensator, etwa 5 bis 18 pF. Ein Tauchkernvariometer dient zur Abstimmung eines Ortssenders auf dem Mittelwellenbereich (500 bis 1700 kHz). Dabei wird lediglich der Oszillator variabel abgestimmt. Vor- und Zwischenkreis sind in Breitbandschaltung über den Bereich 500 bis 1700 kHz fest abgestimmt (Drehkondensatoren abgeschaltet).

Das Einschalten der sieben Empfangsbereiche, des Tonabnehmeranschlusses, die Umschaltung auf beste Wiedergabe von Sprache und Musik sowie das Abschalten des Gerätes erfolgt durch 11 Klaviertasten des stabilen Drucktastensatzes.

Die fünf AM-Bereiche arbeiten mit der HF-Vorstufe EF 85. Über eine niederinduktive Antennenkopplung wird das Antennensignal dem Gitter 1 dieser Röhre zugeführt. Im Anodenkreis liegt der jeweils optimal angepaßte Anodenabstimmkreis (Zwischenkreis), dessen Spannung dem Gitter 1 der Mischheptode ECH 81 zugeführt wird. Der Oszillator mit abgestimmtem Anodenkreis arbeitet mit induktiver Rückkopplung auf das Trioden- bzw. Mischgitter (g 3). Im Anodenkreis der ECH 81 liegt das erste Bandfilter.

Die drei Kombinations- und Regelbandfilter I, II und III enthalten die ZF-Abstimmkreise für 10,7 MHz und 468 kHz. Um gute Trennschärfe und leichte Abstimmbarkeit zu erzielen, sind die 10,7-MHz-Abstimmkreise unterkritisch gekoppelt. Die Kopplung der 468-kHz-Abstimmkreise ist zwischen unterkritisch über optimal bis überkritisch mit Hilfe von Schwenkspulen über zwei Seilzüge regelbar. Außerdem kann in jedem Bandfilter die Grundkopplung durch geringes Abklappen der senkrecht stehenden Primärspulen nachgestellt werden. Mit Hilfe dieser über zwei Bandfilter wirkenden Regelung (Seilzüge) ist eine Bandbreitenänderung des ZF-Teiles zwischen 2 und 10 kHz möglich. Die Trennschärfe für 9 kHz Verstimmung liegt dabei zwischen 1200 und 40. Sie wird durch die beiden Vorkreise noch verbessert, so daß für 9 kHz Verstimmung in den Mittelwellenbereichen eine Gesamttrennschärfe von etwa 6000 in Stellung schmal bzw. 150 in Stellung breit erzielt wird. Um die damit verbundene Bandbreiteneinengung zu mildern, werden die beiden Vorkreise mit einer Verstimmung von etwa ±0,3% der Frequenz gegeneinander betrieben. Nach erfolgtem genauen Abgleich werden dazu die Vorkreisspulen L_{19}, L_{21} und die Zwischenkreisspulen L_{30}, L_{31} bis zu einem Abfall der Ausgangsspannung um je 15% (von 0,5 V auf 0,43 V) verstellt (gestaffelte Abstimmung).

Der umschaltbare Mittelwellensperrkreis (L_{10}, C_{25}) hat die zusätzliche Aufgabe, einen störenden Ortssender abzuschwächen, um die Gefahr einer Kreuzmodulation (Übersprechen bei größerem Frequenzabstand) zu verringern.

Um die mit drei ZF-Stufen mögliche Verstärkung für 468 kHz nicht zu hoch zu treiben, müssen die Abstimmkapazitäten groß gewählt (500 pF) und außerdem die Resonanzwiderstände durch Anzapfungen genügend klein gehalten werden.

Die Demodulation der ZF 468 kHz erfolgt über die Diodenstrecke d_1 der EABC 80. Die am Arbeitswiderstand von 250 kΩ vorhandene NF-Spannung wird HF-mäßig gesiebt und dem Lautstärkeregler zugeführt. Da nur eine Dioden-

strecke zur Verfügung steht, muß die Regelspannung für die Gitter 1 der drei Regelröhren $Rö_3$, $Rö_4$, $Rö_5$ ebenfalls hier abgenommen werden.

Der UKW-Teil mit den Röhren EF 80 als Vorstufe für 100 MHz und der ECC 91 bzw. EC 92 als Misch- und ZF-Stufe ist auf einer besonderen Platte aufgebaut. Über zwei Sperrkreise für 10,7 MHz wird ein UKW-Faltdipol mit Bandkabel an den Eingangskreis ($L_3/_4$) angeschlossen. Dieser auf etwa 95 MHz abgestimmte Kreis ist dadurch bedämpft und genügend breitbandig, um ihn festabgestimmt zu betreiben. Der Anodenkreis wird mit Hilfe des einen Doppelstatordrehkondensators abgestimmt.

Über eine Oszillatorbrückenschaltung, bestehend aus den Kondensatoren 16 pF, 70 pF, dem Trimmer C_7 und $c_{g/k}$ ist das Gitter der Mischtriode ECC 91 (EC 92) angekoppelt. Die Rückkopplungsspule L_6 des Oszillators liegt also an zwei Diagonalpunkten dieser Brücke, und es kann nach Abgleich von C_7 keine große Oszillatorspannung an der Anode der Vorröhre auftreten. Damit ist die Störstrahlung bedeutend herabgesetzt. Der Oszillatoranodenkreis L_7 liegt über 10 pF (12 pF) an der Anode und wird mit dem zweiten Doppelstatordrehkondensator abgestimmt.

Ebenfalls an der Anode liegt das erste 10,7-MHz-Filter F. Über einen kapazitiven Spannungsteiler (300 pF bzw. 2 × 300 pF bei EC 92) wird ein Teil der ZF-Spannung dem Gitter wieder zugeführt, um durch ZF-Rückkopplung den Innenwiderstand der Mischtriode und damit durch bessere Anpassung des Filters F die ZF-Verstärkung zu erhöhen. Die Gesamtverstärkung des UKW-Teiles beträgt etwa 100 (10 × 10).

Die Umschaltung auf die FM-ZF von 10,7 MHz erfolgt vor dem Gitter 1 der ECH 81($Rö_4$) und vor dem Gitter 1 der EF 85 ($Rö_5$) beim Betätigen der UKW-Taste. Gleichzeitig wird dabei durch Anlegen einer Vorspannung von etwa 3 bis 4 V der Anodenstrom des nicht mehr schwingenden Oszillators begrenzt (auch bei Tonabnehmerbetrieb).

Die mit Hilfe der drei Röhren $Rö_4$, $Rö_5$ und $Rö_6$ verstärkte FM-ZF wird dem Ratiodetektor (EABC 80) zugeführt. Da bei UKW-FM-Betrieb der Nachrichteninhalt in einem Träger konstanter Amplitude aber je nach Lautstärke der Sendung schwankender Frequenz (Frequenzhub max. ± 75 kHz) enthalten ist, muß diese Frequenzschwankung in eine Amplitudenschwankung umgewandelt werden.

Als Modulationswandler dienen beim Ratiodetektor die Primärseite (L_{57}) und die in der Mitte angezapfte Sekundärseite (L_{59}) des 10,7-MHz-Filters III. Die Spannung der Primärseite wird zusätzlich über eine Hilfsspule L_{58} dem Mittelpunkt der Sekundärspule zugeführt. Hier addieren sich beide Spannungen vektoriell je nach Phasenlage in Abhängigkeit vom Frequenzhub und liefern über die in Reihe liegenden niederohmigen, symmetrischen Diodenstrecken k_{II}-d_{II} und k_I-d_{III} die erforderliche NF-Spannung (zwischen Masse und Anfang der Spule L_{58}). Der mit einem 4-μF-Ladekondensator überbrückte Arbeitswiderstand von 30 kΩ hat dabei die Aufgabe, den Sekundärkreis abhängig von der ZF-Amplitude zu belasten, um bei schnellen Amplitudenschwankungen (durch Störungen) eine Beeinflussung der erzeugten Niederfrequenzspannung zu vermeiden. Diese Amplitudenstörungsunterdrückung bewirkt zusammen mit der Begrenzerwirkung mit Hilfe eines RC-Gliedes (100 kΩ, 100 pF) für den Gitterstrom im Gitterkreis der Röhre $Rö_6$ eine Störbefreiung des UKW-Empfanges.

Die am Ladekondensator 4 μF auftretende Gleichspannung wird über Siebwiderstände an das Gitter der EM 11 zur Abstimmanzeige gelegt. An der Spule L_{58} und dem Kondensator 160 pF wird die NF-Spannung abgenommen und dem Lautstärkeregler über einen Siebwiderstand zur Nachentzerrung zugeführt.

Der Lautstärkeregler mit Anzapfung für gehörrichtige Regelung bei kleinen Lautstärken liegt am Gitter der Triode der EABC 80. Die 50fach verstärkte Spannung wird dem Gitter der einen EL 11 direkt und nach einer Phasenumkehrung mit Hilfe der Triode der ECH 81 ($Rö_6$) dem Gitter der zweiten EL 11 zur Aussteuerung zugeführt. An der Anode der Triode EABC 80 liegt ein auf 9 kHz abgestimmter Saugkreis zur Unterdrückung der Pfeifstörungen von AM-Sendern mit 9 kHz Abstand. Außerdem liegen hier die Gegenkopplungszweige für die Umschaltung auf beste Normal-, Sprach- oder Musikwiedergabe. Der Klangfarbenregler R_{69} liegt ebenfalls über 5 nF an dieser Anode. Er ist über eine Kurvenscheibe für den Seilzug mit den beiden Schwenkspulen der Bandfilter I und II gekuppelt.

Zwei Ausgangsübertrager speisen den

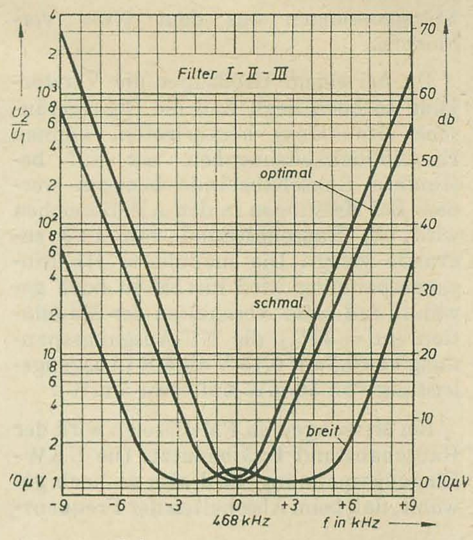


Bild 4: AM-Selektivität bei einer Ausgangsleistung von 50 mW und verschiedenen Bandbreiten
R_s = 5 Ω U_s = 0,5 V

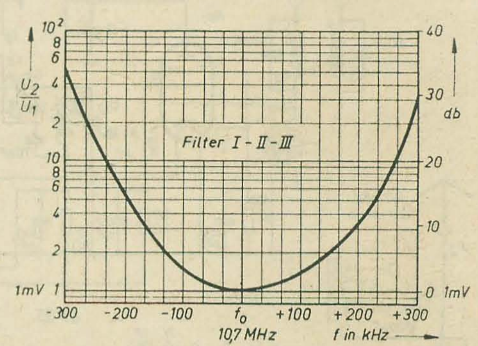


Bild 5: FM-Selektivität bei einer Ausgangsleistung von 50 mW
R_s = 5 Ω U_s = 0,5 V

6-W-Tiefton- bzw. den 2-W-Hochtonlautsprecher. Ein Lautsprecherumschalter (auf der Achse des Lautstärkereglers) gestattet den Betrieb mit Fremdlautsprecher (5 Ω) allein oder mit dem eingebauten zusammen (wichtig für Magnettonbandaufnahmen u. dgl. über Mikrofon).

Für den Anschluß von Magnettonbandgeräten besteht über 0,1 μF ein hochohmiger Ausgang für Maschinen mit einem Eingangswiderstand ≧ 10 kΩ. Mit Hilfe des 0,1-μF-Kondensators werden die Tiefen bei Magnettonbandaufnahmen geschwächt.

Der Netzteil ist auf 110, 127, 220, 240 V~ umschaltbar. Der Störschutzkondensator 2 × 5 nF (500 V~!) direkt am Netzeingang soll das Eindringen von HF-

Bild 2: NF-Ausgangsspannung an der Schwingspule mit R_s = 5 Ω; Taste Musik geschaltet, Klangfarbenregler in Stellung „hell", U_{NF} = 50 mV

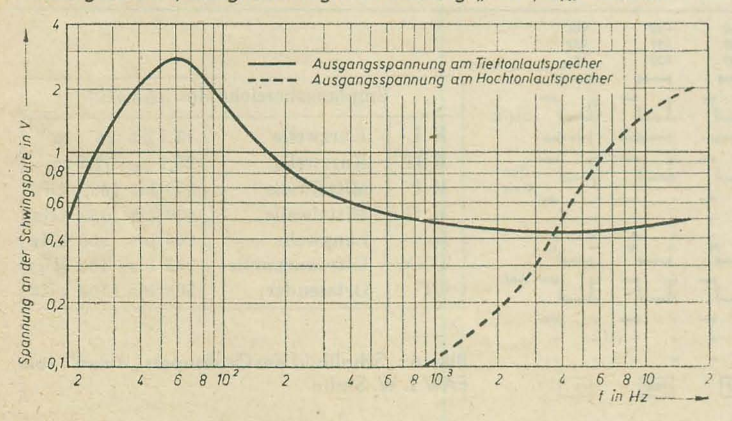
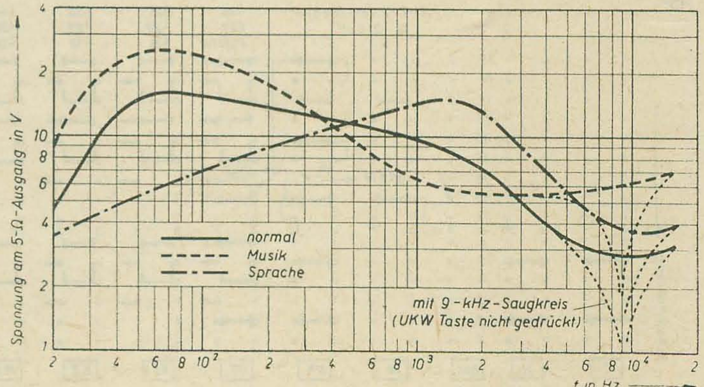


Bild 3: NF-Ausgangsspannung, gemessen am 5-Ω-Ausgang mit Schwingspulenersatzwiderstand 5 Ω; Klangfarbenregler in Stellung „hell"; U_{NF} = 0,3 V



Störspannungen aus dem Netz verhindern.

Da bei einem Großsuper die Verstärkung so hoch liegt, daß die Eigengeräusche (Rauschen) hervortreten, können Empfindlichkeitsangaben nur auf bestimmte Rauschabstände bezogen werden. Bei Messungen in den AM-Bereichen wird ein Rauschabstand von 1 : 3 zugrunde gelegt. Die modulierte HF-Eingangsspannung wird hierbei so hoch gewählt, daß beim Abschalten der Modulation (m = 30%) die NF-Ausgangsspannung von 0,5 auf 0,15 V abfällt (Ausgangsleistung von 50 mW auf etwa 5 mW).

Bei Messungen im FM-Bereich wird der Rauschabstand 1 : 5 benutzt. Die UKW-Eingangsspannung wird also so hoch gewählt, daß beim Abschalten der Frequenzmodulation (Hub ± 12,5 bzw. 25 kHz) die NF-Ausgangsspannung von 0,5 auf 0,1 V abfällt (Ausgangsleistung von 50 mW auf 2 mW, das heißt Leistungsverhältnis von etwa 26 db). Selbstverständlich darf ein restliches Netzbrummen (50 oder 100 Hz) diese Messungen nicht beeinflussen, sonst ist ein sogenanntes Ohrkurvenfilter (Geräuschfilter nach DIN bzw. CCIR) dazwischenzuschalten, um den Rauschanteil der höheren Frequenzen allein zu erfassen (Geräuschspannungsmessung). Der UKW-Meßgenerator mit unsymmetrischem Ausgangskabel kann an die Mittelanzapfung der Eingangsspule $L_3/_4$ gelegt oder über ein ohmsches Symmetrierglied mit zwei Schichtwiderständen von 100 bzw. 120 (150) Ω in jede Zuleitung zum Empfänger (halbe Eingangsspannung) angeschlossen werden.

Abgleichanweisung

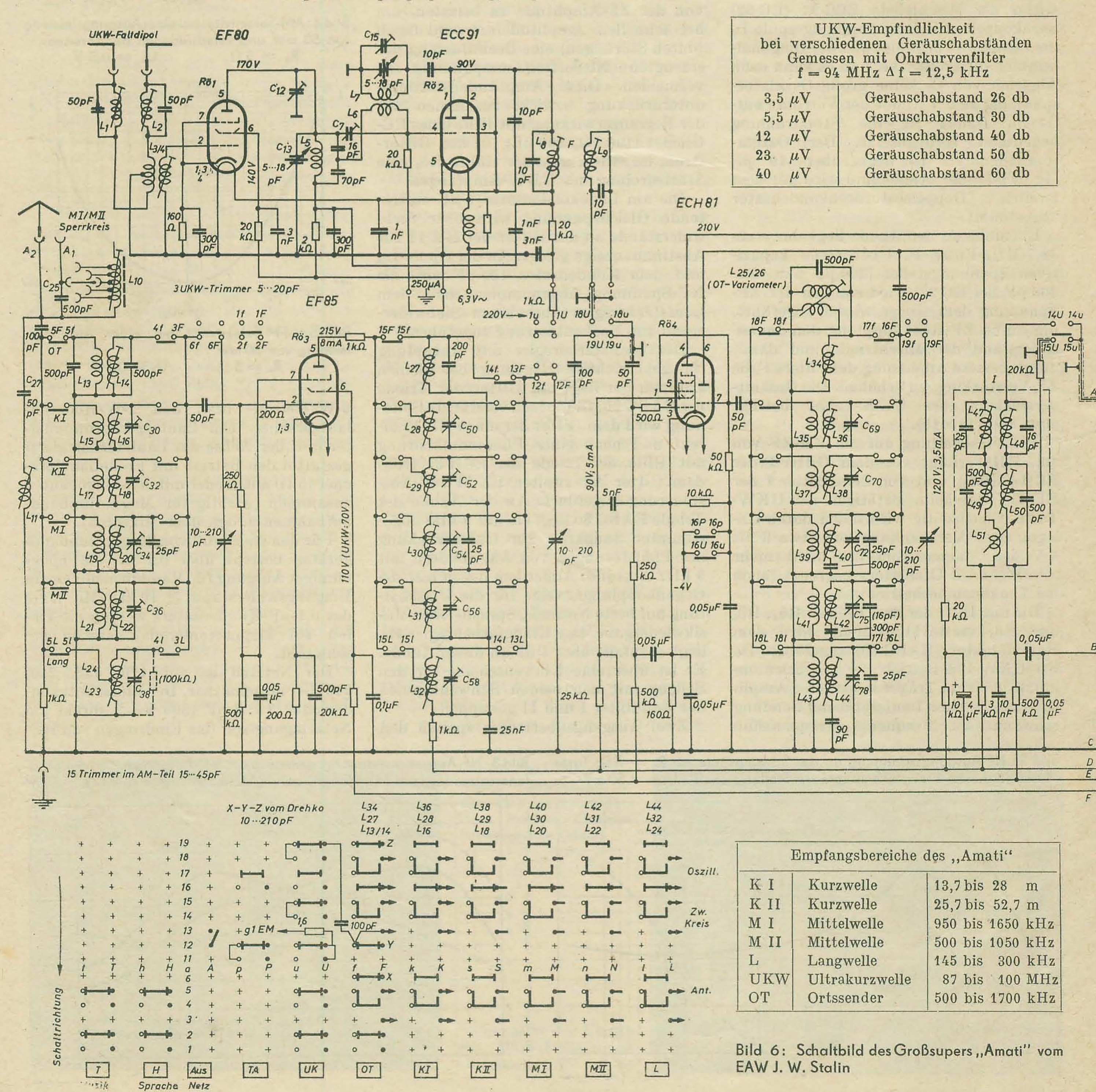
In der Tabelle auf Seite 405 sind die bei den vorgesehenen Abgleichfrequenzen 160, 260, 468, 600, 1000, 1570 kHz und 6,6; 10,7 und 18 MHz, 90, 95 und 100 MHz zu bedienenden Abgleichkerne (L) und Trimmer (C) angegeben.

Vor Beginn der Abgleicharbeiten ist bei vollständig bestücktem Gerät eine Kontrolle der vorgesehenen Betriebsspannungen (an den Röhren mit einem hochohmigen Meßinstrument, zum Beispiel 20 kΩ/V) zu empfehlen. Antennen sind zu entfernen, gegebenenfalls kurzzuschließen. Abweichungen von den Werten der im Schaltbild angegebenen Spannungen bis zu ± 5% sind zulässig.

Kontrolle des Niederfrequenzteiles

Vor Beginn der eigentlichen Abgleich-

UKW-Empfindlichkeit bei verschiedenen Geräuschabständen Gemessen mit Ohrkurvenfilter f = 94 MHz Δ f = 12,5 kHz	
3,5 μV	Geräuschabstand 26 db
5,5 μV	Geräuschabstand 30 db
12 μV	Geräuschabstand 40 db
23 μV	Geräuschabstand 50 db
40 μV	Geräuschabstand 60 db



Empfangsbereiche des „Amati“		
K I	Kurzwelle	13,7 bis 28 m
K II	Kurzwelle	25,7 bis 52,7 m
M I	Mittelwelle	950 bis 1650 kHz
M II	Mittelwelle	500 bis 1050 kHz
L	Langwelle	145 bis 300 kHz
UKW	Ultrakurzwelle	87 bis 100 MHz
OT	Ortssender	500 bis 1700 kHz

Bild 6: Schaltbild des Großsupers „Amati“ vom EAW J. W. Stalin

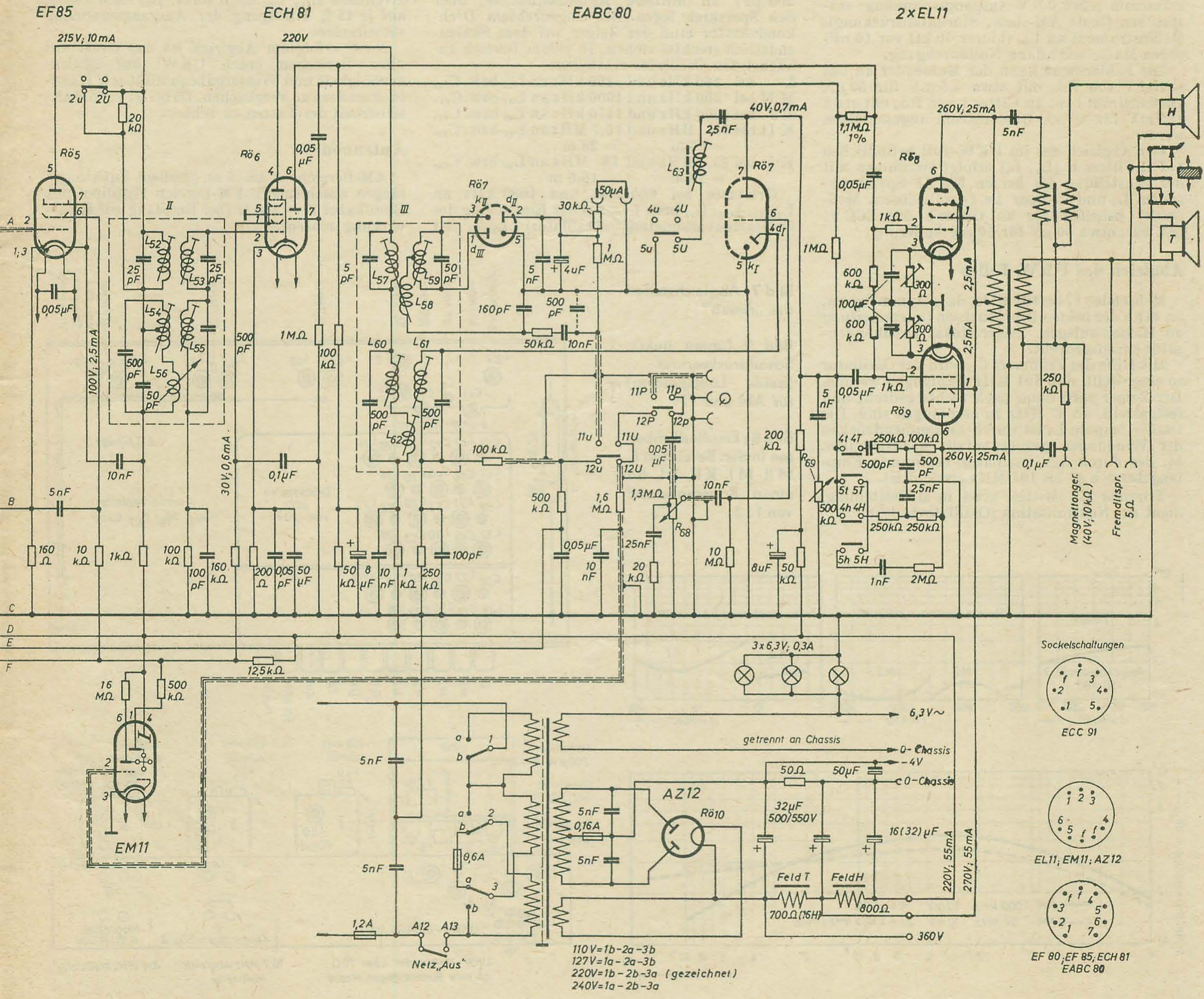
arbeiten ist der NF-Teil (Taste TA) zu überprüfen. In Stellung „schmal" des kombinierten Klangfarbe- und Bandbreitenreglers R_{69}, L_{51}, L_{56}) und bei nichtgedrückten Klangfarbetasten sowie voll aufgedrehtem Lautstärkeregler R_{68} werden das Restbrummen des Lautsprechers (kaum hörbar), die Empfindlichkeit (bei 800 Hz etwa 20 mV für 0,5 V Ausgangsspannung an den Buchsen für 2. Lautsprecher) und die Funktion des Lautsprecherumschalters (Zugschalter mit drei Stellungen) überprüft. Mit 9 kHz kann die Spule L_{63} (Endröhrenplatte) auf Minimum eingestellt werden. Der Anschluß für Magnettonbandgerät 0,1 µF, 250 kΩ liefert 20 bis 50 V an 50 kΩ.

Abgleich der AM-ZF 468 kHz

Taste M II drücken, Zeiger rechts auf etwa 550 kHz einstellen. Meßsender 468 kHz mit 400 Hz 30 % moduliert an Gitter 1 der Röhre $Rö_4$ (Schalterpunkte 18 u, 19 u) über 200 pF anlegen. In Stellung „schmal" des Reglers R_{69} und bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler R_{68} die drei AM-ZF-Filter I, II, III mit Hilfe der Abgleichkerne auf Maximum abgleichen.

Bei einer HF-Spannung von etwa 10 µV müssen 0,5 V Ausgangsspannung erreicht werden. Wird der Regler R_{69} langsam in Richtung „breit" gedreht, dann muß die Ausgangsspannung zunächst auf etwa 0,7 V ansteigen (optimale Kopplung) und dann auf etwa 0,2 V abfallen. Erfolgt dieser Anstieg nicht im ersten Viertel oder Drittel des Anzeigefeldes (weiß), müssen die Seilzüge (auf Ansteigen) kontrolliert bzw. die senkrechten Filterspulen (nach Marke, schwenkbar) etwas nachgestellt werden. Stellung außen: festere Kopplung. Bandbreite für NF-Abfall auf 70 %: Stellung „schmal"

Bereich		Lang		AM-ZF	M I, M II	K I, K II,	FM-ZF		UKW		
Abgleich bei		160 kHz	260 kHz	468 kHz	600 kHz 1,0 MHz 1,57 MHz	6,6 MHz	10,7 MHz	18 MHz	90 MHz	ca. 95 MHz	100 MHz
Bandfilter	F						L_8, L_9				
	I			L_{49}, L_{50}	Stellung „schmal" (schwarz)		L_{47}, L_{48}	UKW i_d-Messung (< 50 µA)			
	II			L_{54}, L_{55}			L_{52}, L_{53}				
	III			L_{60}, L_{61}			L_{57}, L_{59}				
Spulenherz		L_{24}, L_{32}, L_{44} C_{38}, C_{58}, C_{78}			L_{22}, L_{31}, L_{42}, L_{20}, L_{30}, L_{40} C_{26}, C_{56}, C_{75}, C_{34}, C_{54}, C_{72}	L_{18}, L_{29}, L_{38}, L_{16}, L_{28}, L_{36} C_{32}, C_{52}, C_{70}, C_{30}, C_{50}, C_{69}					
Ortstaste					L_{13}, L_{14}, $L_{25/26}$, L_{34}, L_{27}						
UKW-Teil									L_5, L_7	$L_{3/4}$, C_7	C_{12}, C_{15}
Sperr- und Saugkreise				L_{11}			L_1, L_2				



(schwarz) etwa $\pm 1,5$ kHz, Stellung „breit“ (weiß) etwa ± 5 kHz. Trennschärfe für $\pm$ 9kHz 1200 bis 40.

Zur Fehlersuche kann der Meßsender an das Gitter 1 der Röhre $Rö_5$, EF 85, mit etwa 60 μV für 0,5 V Ausgangsspannung bzw. an Gitter 1 der Röhre $Rö_6$, ECH 81, mit etwa 3 mV für 0,5 V Ausgangsspannung angelegt werden.

Abgleich der FM-ZF 10,7 MHz

Taste UKW drücken, Zeiger links auf etwa 100 MHz einstellen, Meßsender 10,7 MHz behelfsmäßig amplitudenmoduliert (wie 468 kHz), besser umschaltbar auf AM- und FM-Betrieb.

Den Meßsender zunächst über 200 pF an Gitter 1 der Röhre $Rö_4$ schalten. Zur genauen Einstellung der FM-Bandfilter wird an $Rö_7$, EABC 80, der Diodenstrom d_{II}—k_I (über 30 kΩ) gemessen. Ein Meßinstrument für 100 μA wird an die Meßbuchsen angeschlossen. Bei etwa 50 μA Ausschlag auf Maximum des Diodenstromes abgleichen.

Mit etwa 300 μV (10,7 MHz) müssen 50 μA Diodenstromzunahme (Anlaufstrom 5 bis 15 μA) auch bei abgeschalteter Modulation erzielt werden. Bandbreite für Abfall auf 0,7: $\pm$ 100 kHz.

Nach dem ZF-Abgleich der Filterspulen L_{47}, L_{48}, L_{52}, L_{53} und L_{57}, L_{58}, L_{59} erfolgt der Nachabgleich des Ratiodetektors mit Hilfe der letzten Filterspule L_{59}. Hierzu wird bei amplitudenmoduliertem Meßsender der Ausgangsspannungsmesser wie bei der Kontrolle des NF-Teiles und dem Abgleich der AM-ZF benutzt. L_{59} ist so einzustellen, daß deutliches Lautstärkeminimum erscheint (eventuell L_{57}, L_{58} nachstellen).

Ist der Meßsender auf FM umschaltbar, dann muß diese Einstellung von L_{59} dem Lautstärkemaximum (etwa 0,5 V Ausgangsspannung) entsprechen (beste AM- bzw. Störunterdrückung). Meßinstrument an L_{58} (hinter 50 kΩ vor 10 nF) gegen Masse zeigt dann Nulldurchgang.

Zur Fehlersuche kann der Meßsender an das Gitter 1 von $Rö_5$ mit etwa 4,5 mV für 50 μA Diodenstrom bzw. an Gitter 1 von $Rö_6$ mit etwa 135 mV für 50 μA Diodenstrom angeschlossen werden.

Der Abgleich des im UKW-Teil befindlichen 1. FM-Filters F (L_8, L_9) erfolgt zusammen mit der Einstellung der beiden FM-ZF-Sperrkreisspulen L_1 und L_2 über die Dipolbuchsen. Meßsender behelfsmäßig an Gitter 1 der ECC 91 (EC 92): etwa 50 μV für 50 μA Änderung.

Abgleich des UKW-Teiles

Meßsender 87 bis 101 MHz, da unsymmetrisch, an eine der beiden Dipolbuchsen (kurze Leitung an Masse) anlegen. Zeiger links, Drehkondensator herausgedreht.

Mit Hilfe des Trimmers C_{15} wird der Oszillator so eingestellt, daß 101 MHz empfangen werden. Der Zeiger wird dann nach rechts gedreht und festgestellt, ob 87 MHz zu empfangen sind. Die Oszillatorspule L_7 ist durch Zusammendrücken der Windungen gegebenenfalls nachzustellen, bis der durch den Oszillator bestimmte Empfangsbereich 87 bis 101 MHz erreicht ist.

Trimmer C_7 (Mitte), etwa in Mittelstellung, dient zur Neutralisation (Oszillatorbrücke).

Jetzt kann die Gleichlaufeinstellung des Zwischenkreises L_5, C_{12}, C_{13} vorgenommen werden. Bei 100 MHz wird der Trimmer C_{12} eingestellt, bei 87 MHz könnte die Spule L_5 nachgestellt werden, um besten Gleichlauf zu erzielen. Der Eingangskreis $L_3/_4$ wird bei etwa 95 MHz abgestimmt, um über den Bereich eine gleichmäßigere Empfindlichkeit zu erzielen.

Wird jetzt das erste FM-Filter F abgestimmt, so muß bei etwa 5 μV Eingangsspannung des Meßsenders ein Diodenstrom von 50 μA bzw. bei FM (400 Hz, 12 kHz Hub) eine Ausgangsspannung von etwa 0,5 V erzielt werden. Bei abgeschalteter Modulation darf das Rauschen (mit Träger) nicht über 0,1 V liegen. Bei 5 μV Eingangsspannung muß also ein Rauschabstand von 1:5 (etwa 25 db) erzielt werden.

Außer dem Filter F kann jetzt noch der Modulationswandler L_{59} auf besten Arbeitspunkt nachgestellt werden.

Nach dem Umschalten des Meßsenders auf 10,7 MHz werden die 10,7-MHz-Sperrkreise auf Minimum abgeglichen. Wegen des unsymmetrischen Meßsenderausgangs ist dabei die eine und die andere (zugehörige!) Dipolbuchse zu benutzen.

Zur Fehlersuche kann der Gitterstrom von $Rö_2$ gemessen werden (Auflöten der Drahtbrücke an der Rückseite), der etwa 200 μA betragen soll.

Abgleich des Drucktastensatzes (Spulenherz)

Die sechs AM-Bereiche, Ortstaste, K I bis Langwelle der Reihe nach einschalten. Meßsender 145 kHz bis 22 MHz mit 400 Hz 30 % moduliert über eine künstliche Antenne (400 Ω, 200 pF) an mittlere Antennenbuchse über den Sperrkreis legen. Bei eingedrehtem Drehkondensator muß der Zeiger auf dem Skalenendstrich (rechts) stehen. In jedem Bereich zunächst den Oszillator einstellen:

L bei 160 kHz und 260 kHz an L_{44} bzw. C_{78},
M II bei 600 kHz und 1000 kHz an L_{42} bzw. C_{75},
M I bei 1000 kHz und 1570 kHz an L_{40} bzw. C_{72},
K II bei 6,6 MHz und 10,7 MHz an L_{38} bzw. C_{70},
= 45 m = 28 m
K I bei 10,7 MHz und 18 MHz an L_{36} bzw. C_{69},
= 28 m = 16,6 m

Ortstaste bei 600 kHz und 1000 kHz an $L_{25/26}$, L_{13}, L_{14} bzw. L_{27}. Bei der Einstellung des Ortstastenvariometers (Oszillator) $L_{25/26}$ ist darauf zu achten, daß der OT-Zeiger auf der senkrechten 600-kHz-Abgleichmarke steht, dann wird bei Mittelstellung der Feinabgleichspule L_{34} das Variometerrohr so verschoben, bis 600 kHz empfangen werden (Schraube festziehen). Bei der 1000-kHz-Marke erfolgt der Abgleich von L_{27} (mittlere Spule). Spulen und Trimmer der sechs Oszillatorkreise befinden sich auf dem hinteren Teil der langen Spulenplatten. Der Abgleich muß mehrmals wiederholt werden, bis die Skala an den Abgleichpunkten (Dreieckmarken) stimmt.

Die Gleichlaufeinstellung kann in jedem Bereich gleichzeitig vorgenommen werden, die Spulen und Trimmer liegen in der gleichen Reihe und werden beim Abgleich der Spulen bzw. Trimmer des Oszillators mit eingestellt. Die zugehörigen L- und C-Einstellungen sind der Tabelle auf Seite 405 zu entnehmen.

Nach erfolgtem Abgleich werden folgende Empfindlichkeiten erzielt:

L $\approx 25\,\mu$V, K II $\approx 20\,\mu$V,
M II $\approx 10\,\mu$V, K I $\approx 40\,\mu$V,
M I $\approx 15\,\mu$V, Ortstaste 100 μV

für einen Rauschabstand von 1:3 bzw. 0,5 V Ausgangsspannung (50 mW). Nach Umschalten des Meßsenders auf 468 kHz wird der Saugkreis L_{11}, C_{27} auf Minimum abgestimmt Taste M II, Zeiger auf etwa 550 kHz.

Der Mittelwellensperrkreis L_{10}, C_{25} ist ebenfalls in jeder Steckerstellung auf Sperrtiefe (etwa 1:5) zu überprüfen.

Die Bandbreitenregelung soll bei 600 kHz durch Beobachten des Zeigerweges überprüft werden. In Stellung „schmal“ muß die Ausgangsspannung bei einer Zeigerbewegung von etwa ± 2 mm auf $^1/_{10}$ absinken. In Stellung „breit“ sind dazu etwa ± 5 mm erforderlich. Eventuell L_{21}, L_{22} nach links, L_{31} nach rechts auf je 15 % Rückgang der Ausgangsspannung verstimmen.

Nach erfolgtem Abgleich ist das Gerät auf allen Bereichen (auch UKW) auf Skalengenauigkeit und Wiedergabequalität mit Rundfunksendern zu vergleichen. Dabei ist auf Schaltsicherheit der Tasten zu achten.

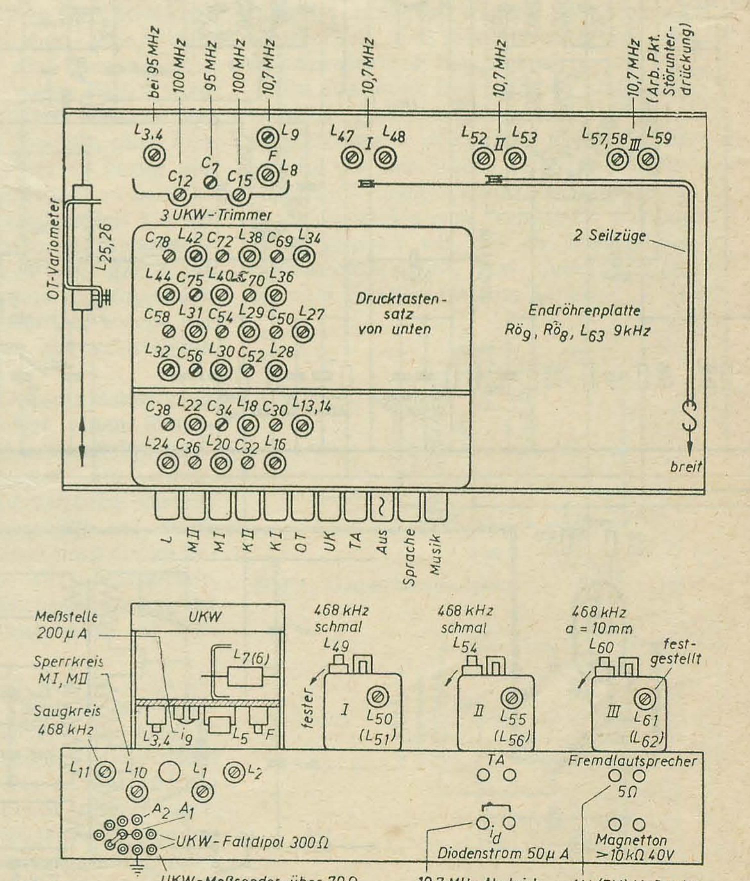
Antennen

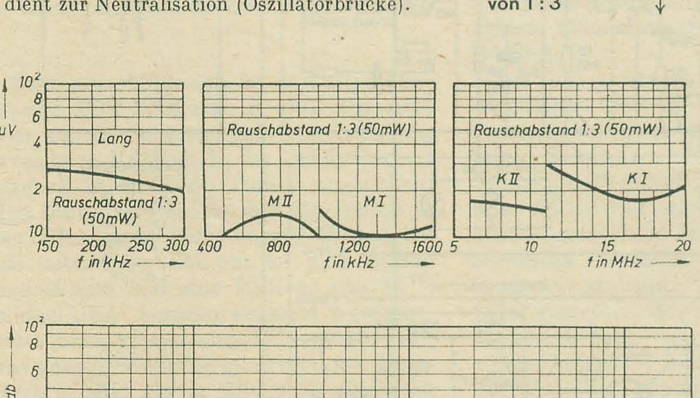
AM-Bereiche 3 bis 5 m (größere Zuleitungslängen abschirmen), FM-Bereich Faltdipol mit Bandkabel Z $\approx$ 300 Ω (bei Empfang auf Richtwirkung achten).

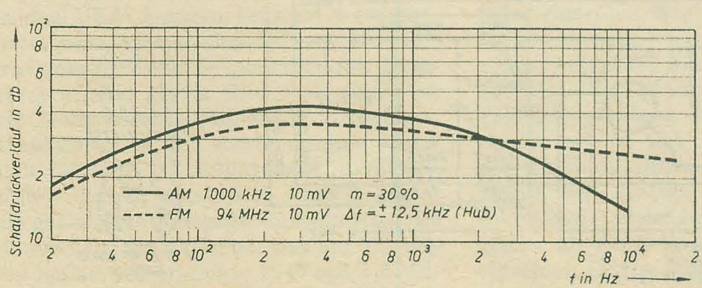
Bild 7: Abgleichstellen am „Amati“ →

Bild 9 (unten links): Schalldruckverlauf (beide Lautsprecher) für AM und FM

Bild 8: Empfindlichkeiten in den Bereichen L, M II M I, K II, K I, für einen Rauschabstand von 1:3 ↓

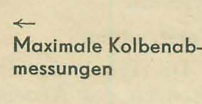


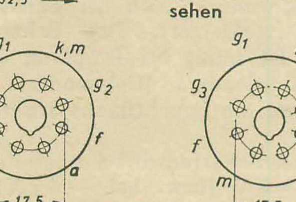




RÖHRENINFORMATION — 6SK7

bearbeitet von Ing. Fritz Kunze



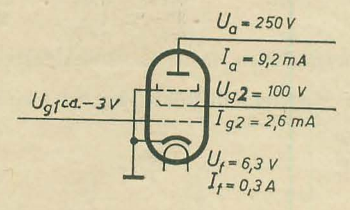


Maximale Kolbenabmessungen

Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Meßwerte

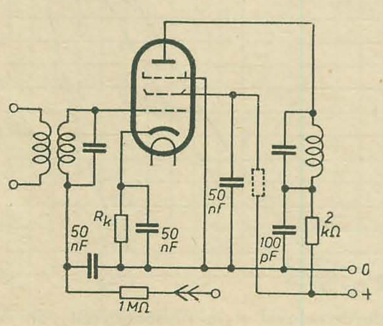
Anodenspannung	U_a	250	V
Bremsgitterspannung	U_{g3}	0	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}	100	V
Gittervorspannung	U_{g1}	−3	V
Anodenstrom	I_a	9,2	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}	2,6	mA
Steilheit	S	2	mA/V
Innenwiderstand	R_i	0,8	MΩ



Meßschaltung

Betriebswerte als geregelter HF- oder ZF-Verstärker

Anodenspannung	U_a		250	100	V
Bremsgitterspannung	U_{g3}		0	0	V
Schirmgitterspannung	U_{g2}		100	100	V
Katodenwiderstand	R_k		250	60	Ω
hierbei Gittervorspannung	U_{g1}	ca.	−3	−1	V
Anodenstrom	I_a		9,2	13	mA
Schirmgitterstrom	I_{g2}		2,6	4	mA
Steilheit	S		2	2,35	mA/V
Innenwiderstand	R_i	ca.	0,8	0,12	MΩ
Eingangswiderstand bei f = 100 MHz	r_e	ca.	2	1,7	kΩ
Äquivalenter Rauschwiderstand	$r_ä$	ca.	11,4	12,2	kΩ
Gittervorspannung bei S = 10 μA/V	U_g	ca.	−35	−35	V



Die 6 SK 7 als ZF-Verstärker

Aufbau

Senkrecht auf scheibenförmigem Preßglasteller aufgebaut. Außenmetallisierter Glaskolben. Metallisierung ist an Stift 1 geführt. Bei einer früheren Ausführung war die Metallisierung mit dem Katodenstift verbunden.

Verwendung

Regelpentode zur HF- und ZF-Verstärkung, vorwiegend in AM-Supern.

Hersteller

Die 6 SK 7 wurde vom Werk für Fernmeldewesen „WF", HV-RFT, hergestellt.

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode für Wechselstromheizung. Parallelspeisung.

Heizspannung	U_f	6,3	V
Heizstrom	I_f	0,3	A

Grenzwerte

Anodenkaltspannung	$U_{aL\,max}$	550	V
Anodenspannung	$U_{a\,max}$	330	V
Anodenbelastung	$N_{a\,max}$	4,4	W
Schirmgitterkaltspannung	$U_{g2L\,max}$	550	V
Schirmgitterspannung, fest	$U_{g2(f)\,max}$	140	V
Schirmgitterbetriebsspannung, gleitend [1]	$U_{bg2\,max}$	330	V
Schirmgitterbelastung	$N_{g2\,max}$	0,44	W
Gitterableitwiderstand	$R_{g1\,max}$	2	MΩ
Spannung zwischen Faden und Katode	$U_{f/k\,max}$	100	V
Äußerer Widerstand zwischen Faden und Katode	$R_{f/k\,max}$	20	kΩ
Gitterstromeinsatz ($I_{g1} \leq 0,3\,\mu A$)	U_{g1e}	−1,3	V

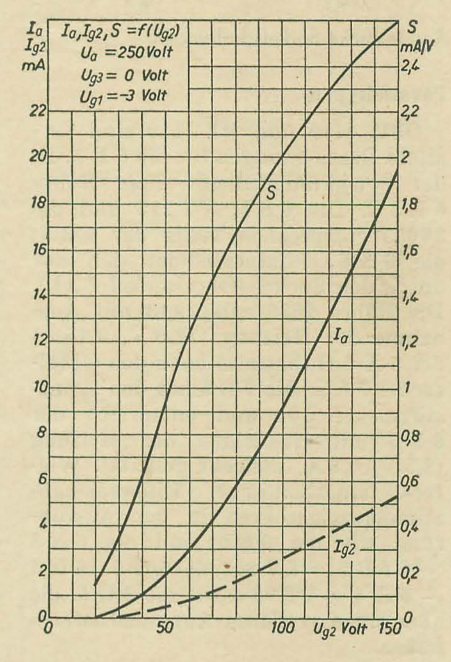
Kapazitäten

Eingang	c_e	ca.	6,5	pF
Ausgang	c_a	ca.	7,5	pF
Gitter 1 — Anode	$c_{g1/a}$	≦	0,008	pF

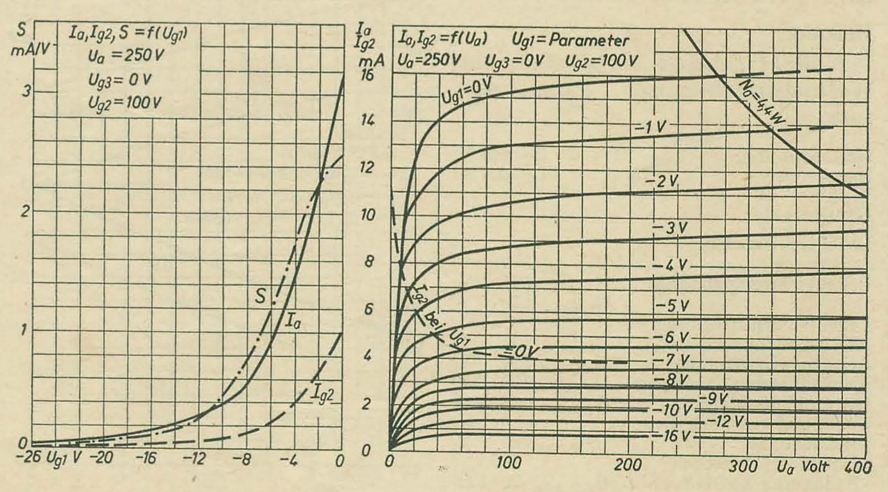
[1] Spannung an Schirmgitter und Vorwiderstand: $U_{bg2} = U_{g2} + I_{g2} \cdot R_{g2}$.

Paralleltypen

In der Sowjetunion heißt diese Röhre 6 K 3. OSW 3111 und HF 3111 sind veraltete Bezeichnungen für die 6 SK 7. Die 6 BD 6 und die 7 A 7 = CV 877 unterscheiden sich nur durch den Sockel von der 6 SK 7. VT 117 ist eine amerikanische, CV 1981 und CV 1982 sind englische Wehrmachtsbezeichnungen für die 6 SK 7. Die 12 BD 6, 12 SK 7 = VT 131 und CV 543 sowie die 14 A 7 unterscheiden sich nur durch die Heizung (12,6 V, 150 mA) von der 6 BD 6 bzw. 6 SK 7 bzw. 7 A 7.



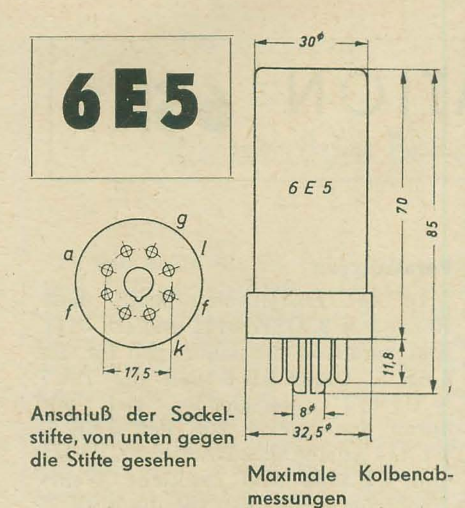
Anodenstom, Schirmgitterstrom, Steilheit in Abhängigkeit von der Schirmgitterspannung



Anodenstrom, Schirmgitterstrom, Steilheit in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

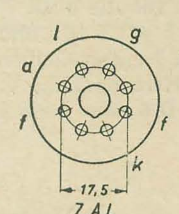
Anodenstrom, Schirmgitterstrom in Abhängigkeit von der Anodenspannung

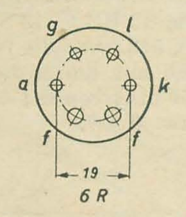
6 E 5



Anschluß der Sockelstifte, von unten gegen die Stifte gesehen

Maximale Kolbenabmessungen





Ausländische Sockelschaltungen

Aufbau

Senkrecht auf scheibenförmigem Preßglasteller aufgebaut. Röhre mit Glaskolben und Oktalsockel.

Achtung! Von der 6 E 5 gibt es im Ausland noch eine zweite Ausführung mit amerikanischem Sechsstiftsockel 6 R. Die Typenbezeichnungen beider Ausführungen sind die gleichen! In der DDR wird nur die Ausführung mit Oktalsockel hergestellt, in den USA und in Westeuropa dagegen die sechsstiftige Ausführung. In der Sowjetunion gibt es beide Arten, die mit Sechsstiftsockel wird dort aber kaum noch verwendet.

Die 6 E 5 ist eine Abstimmanzeigeröhre (Magisches Auge), bei der ein Triodensystem mit $\mu \approx 40$ mit einem Anzeigeorgan verbunden ist. Die Anodenstege ragen in den Leuchtschirmteil hinein und dienen zur Steuerung des Anzeigesystems, das nur einen einzigen Schattenwinkel (Änderung von 90° bis 0°) bildet. Um einen raschen Verschleiß der Leuchtschirmmasse zu verhindern, ist in das Anzeigesystem ein Gitter eingefügt (im Innern der Röhre mit Katode verbunden), das den zum Leuchtschirm fließenden Elektronenstrom begrenzt. Dieses Gitter dient also nicht zur Steuerung des Anzeigesystems.

Verwendung

Die Triode der 6 E 5 dient nur zum Steuern des Anzeigesystems; an das Steuergitter des Triodensystems legt man eine negativ gerichtete Spannung — zum Beispiel die unverzögerte Regelspannung, welche die Diode liefert —, wodurch sich der Schattenwinkel verkleinert. Der Schattenwinkel ist somit bei Empfang eines starken Senders (Ortssender) am kleinsten, die Leuchtfläche am größten.

Da der Schattenwinkel α bereits bei $U_g = -8$ V (bzw. bei $-6{,}5$ V) 0° beträgt, empfiehlt es sich, den Regelwiderstand zu unterteilen und nur einen Teil der Regelspannung zur Aussteuerung der 6 E 5 zu verwenden.

Paralleltypen

OSW 3110 und HF 3110 sind veraltete Bezeichnungen für die 6 E 5. In der Sowjetunion heißt diese Röhre 6 E 5 C. Die 6 S 5, VT 215 und die 38655 entsprechen völlig der 6 E 5; die 6 X 6 G unterscheidet sich nur durch den Sockel (Oktalsockel 7 AL). Die Röhre 1629 entspricht mit Ausnahme der Heizung (12,6 V, 0,15 A) der 6 X 6 G, hat also auch den Oktalsockel 7 AL. Die 2 E 5 hat den Sechsstiftsockel 6 R und entspricht der 6 E 5 mit Ausnahme der Heizung (2,5 V, 0,8 A, indirekt geheizt). Weitere amerikanische Einbereichabstimmanzeigeröhren in der Ausführung wie die 6 E 5 sind die 6 N 5 = 6 AB 5 = CV 843, die 6 G 5 = 6 U 5 = 6 H 5 = VT 98 sowie die 2 G 5, die aber einen größeren Aussteuerbereich haben.

Hersteller

Die 6 E 5 wurde in Deutschland vom VEB Werk für Fernmeldewesen „WF", HV-RFT, hergestellt.

Heizung

Indirekt geheizte Oxydkatode für Wechselstromheizung, Parallelspeisung.

Heizspannung	U_f	6,3 V
Heizstrom	I_f	0,3 A

Grenzwerte

Leuchtschirmkaltspannung	$U_{l\,L\,max}$	550	V
Leuchtschirmspannung	$U_{l\,max}$	250	V
	$U_{l\,min}$	150	V
Leuchtschirmspannung RCA-Ausführung	$U_{lL\,min}$	125	V
Anodenkaltspannung	$U_{aL\,max}$	550	V
Anodenbetriebsspannung	$U_{b\,max}$[1])	250	V
Gitterableitwiderstand	$R_{g\,max}$	2	MΩ
Spannung zwischen Faden und Katode	$U_{f/k\,max}$	100	V
Widerstand zwischen Faden und Katode	$R_{f/k\,max}$	20	kΩ

[1]) $U_b = U_a + I_a \cdot R_a$.

Betriebswerte, zugleich Meßwerte

Leuchtschirmspannung	U_l	250		200		V
Anodenbetriebsspannung	U_b[1])	250		200		V
Anodenwiderstand	R_a	1		1		MΩ
Gittervorspannung	U_g	0	−8	0	−6,5	V
Anodenstrom	I_a	0,24	0,1	0,19	0,09	mA
Leuchtschirmstrom	I_l ca.	4	5	3	4	mA
Schattenwinkel	α	90°	0°	90°	0°	

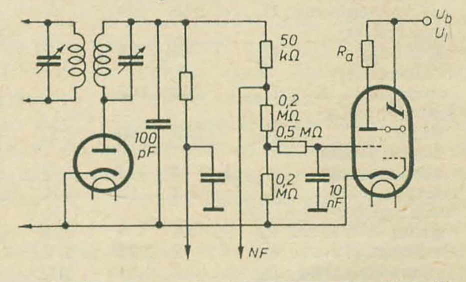
Ein Betrieb der Röhre mit $U_b = 100$ V ist nicht zu empfehlen, da der Leuchtschirmstrom hierbei zu sehr absinkt, wie das Kennlinienfeld zeigt.

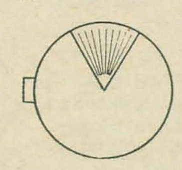
Die RCA (Radio Corporation of America) stellt seit längerer Zeit Röhren her, die kleinere Leuchtschirmströme haben und gibt hierfür folgende Daten an:

Leuchtschirmspannung	U_l	250		125		V
Anodenbetriebsspannung	U_b[1])	250		125		V
Anodenwiderstand	R_a	1		1		MΩ
Gittervorspannung	U_g	0	−7,5	0	−4	V
Anodenstrom	I_a	0,2	0,1	0,1	0,055	mA
Leuchtschirmstrom	I_l	2	2,55	0,8	1	mA
Schattenwinkel	α	90°	0°	90°	0°	

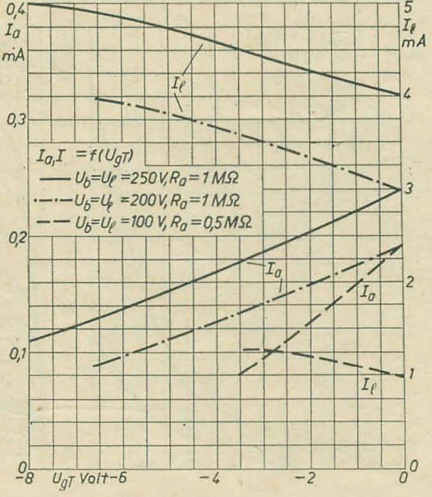
Aus der Röhrenbezeichnung kann man nicht ersehen, um welche Ausführung der Röhre es sich handelt. Auf die Funktion der Röhre selbst hat die Umkonstruktion aber keinen Einfluß, so daß beide Arten ohne weiteres miteinander ausgetauscht werden können.

Schaltung der 6 E 5 als Abstimmanzeigeröhre →

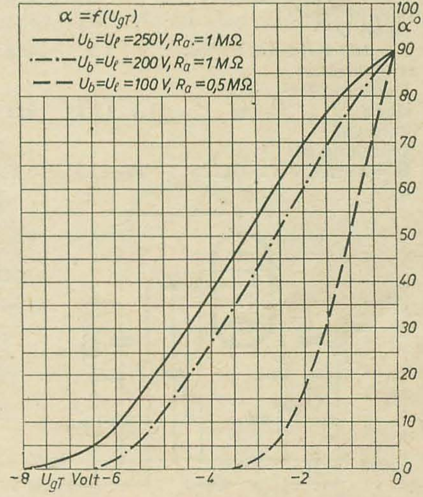




← Lage des Schattenwinkels, von oben gegen die Röhre gesehen



Anodenstrom und Leuchtschirmstrom in Abhängigkeit von der Gittervorspannung



Schattenwinkel α in Abhängigkeit von der Gittervorspannung

LEHRGANG FUNKTECHNIK

Hörrundfunk

33. Fortsetzung

Von Dipl.-Ing. A. RASCHKOWITSCH

Bei kleinen Verstimmungen, das heißt bei $L' \gg L_0$, kann für Ausdruck (211) mit guter Näherung geschrieben werden:

$$f_0' \approx f_0\left(1 + \frac{L_0}{2\,L'}\right). \qquad (211\,a)$$

Diese Frequenz entspricht der unmodulierten Oszillatorfrequenz (Ruhefrequenz). Bei Modulation wird L' auf L'' geändert, und es stellt sich die Frequenz ein:

$$f_0'' \approx f_0\left(1 + \frac{L_0}{2\,L''}\right). \qquad (211\,b)$$

Die Differenz dieser beiden Frequenzen, also der durch Aussteuerung entstandene Frequenzhub, ist somit:

$$\Delta f = f_0'' - f_0' = \frac{f_0}{2} L_0\left(\frac{1}{L''} - \frac{1}{L'}\right). \qquad (212)$$

Für den Klammerausdruck kann geschrieben werden:

$$\frac{1}{L''} - \frac{1}{L'} = \frac{S''}{RC} - \frac{S'}{RC} = \frac{\Delta S}{RC},$$

wobei ΔS die durch Aussteuerung bedingte Steilheitsänderung bedeutet. Für den Frequenzhub erhalten wir also:

$$\Delta f = \frac{f_0 L_0}{2\,RC}\Delta S, \qquad (212\,a)$$

oder bei Berücksichtigung der Gleichung (210):

$$\Delta f = \frac{1}{4\,\pi}\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}\,\frac{\Delta S}{RC}. \qquad (212\,b)$$

Bei einer steuerbaren Induktivität ist der Frequenzhub direkt proportional der Oszillatorfrequenz (f_0), der Oszillatorkreisinduktivität (L_0) und der Steilheitsänderung (ΔS). Die Empfindlichkeit[1]) nimmt bei festem R mit kleiner werdendem C zu. Auch das L_0/C_0-Verhältnis hat einen Einfluß auf die Empfindlichkeit (vgl. Gleichung 212b). Zum Erzielen einer großen Empfindlichkeit soll es möglichst groß sein. Andererseits wird aber aus Stabilitätsgründen ein kleines L_0/C_0 angestrebt, so daß zwischen diesen beiden Forderungen ein Kompromiß zu schließen ist. Für C sind Werte von 10 bis 25 pF üblich. R liegt in der Größenordnung von 50 bis 100 kΩ. Bei Oszillatorfrequenzen von 5 bis 10 MHz kann mit $L_0/C_0 \approx 10^4$ gerechnet werden.

Beispiel: Wie groß ist der maximale Frequenzhub des Modulators nach Bild 380?

Die wirksame Kapazität C setzt sich aus der Röhreneingangskapazität (c_e = 5 pF) und dem 15-pF-Kondensator zusammen: C = 20 pF. Die Schaltkapazität sei vernachlässigt.

Bei Vollaussteuerung des linearen Kennlinienteiles ist ΔS = 0,4 mA/V (vgl. Bild 382). Setzen wir $L_0/C_0 = 10^4$, so gilt nach Gleichung (212b):

$$\Delta f = \frac{1}{4\,\pi}\cdot 10^2\,\frac{0{,}4\cdot 10^{-3}}{80\cdot 10^3\cdot 20\cdot 10^{-12}} = 2\cdot 10^3\ \text{Hz}.$$

Die Modulation selbst erfolgt leistungslos, so daß keine große NF-Vorverstärkung notwendig ist.

Die Gleichstromquelle der Reaktanzröhre und des Oszillators muß stabilisiert werden, da jede Spannungsänderung auch den Anodenstrom beeinflußt und dadurch eine unerwünschte Frequenzänderung hervorruft.

Um Rückwirkungen des modulierenden Signals auf den Oszillator zu vermeiden, kann die NF-Schwingung auch einer anderen Elektrode, zum Beispiel dem Bremsgitter, zugeführt werden, oder man verwendet Doppelsteuerröhren (Hexoden).

Für die kapazitive Reaktanzröhre erhalten wir:

$$f_0' = \frac{1}{2\,\pi\sqrt{L_0\,(C_0 + C')}} = f_0\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{C'}{C_0}}}. \qquad (213)$$

Bei nur kleinen Verstimmungen, also wenn $C_0 \gg C'$, kann geschrieben werden:

$$f_0' \approx f_0\left(1 - \frac{C'}{2\,C_0}\right). \qquad (213\,a)$$

Eine ähnliche Rechnung wie für Gleichung (211a) bis (212a) ergibt den Frequenzhub:

$$\Delta f = -\frac{f_0}{2}\,\frac{R\cdot C}{C_0}\,\Delta S. \qquad (214)$$

Der Frequenzhub einer steuerbaren Kapazität ist der Oszillatorfrequenz und der Steilheitsänderung direkt, der Oszillatorkreiskapazität jedoch umgekehrt proportional. Die Empfindlichkeit nimmt mit R und C zu. Das Minuszeichen in Gleichung (214) deutet auf die Tatsache hin, daß bei der steuerbaren Kapazität mit steigender Steilheit, das heißt bei positiver Modulationsspannung, die Oszillatorfrequenz abnimmt, der Frequenzhub also negativ ist.

Als weitere Methode zum Erzeugen frequenzmodulierter Schwingungen ist die Frequenzmodulation mit veränderlicher dynamischer Röhrenkapazität zu nennen [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 11 (1954) S. 343]. Solche Modulatoren mit steilen HF-Pentoden werden insbesondere bei Schmalbandfrequenzmodulation verwendet.

Da bei FM die Modulation der HF-Schwingung unmittelbar am Oszillator erfolgt, ist eine direkte Frequenzstabilisierung durch Schwingkristalle nicht möglich. Die periodische Frequenzänderung würde durch Reiß- und Springerscheinungen die Konstanz der Oszillatorfrequenz völlig in Frage stellen. Es ist vielmehr notwendig, ein verwickelteres Stabilisierungsverfahren anzuwenden. Der Vorgang gleicht im wesentlichen dem Empfangsprinzip frequenzmodulierter Schwingungen und soll aus diesem Grunde im Anschluß an die FM-Empfangstechnik besprochen werden.

Das Prinzip des Phasenmodulators zeigt Bild 383. Die Phasenmodulation läßt sich erzielen durch Überlagerung einer amplitudenmodulierten mit einer unmodulierten Teilschwingung konstanter und gleicher Frequenz (vgl. Bild 383b). Da die Frequenz konstant bleibt, kann zur Phasenmodulation eine kristallgesteuerte Oszillatorschwingung verwendet werden. Diese wird zum Teil über einen

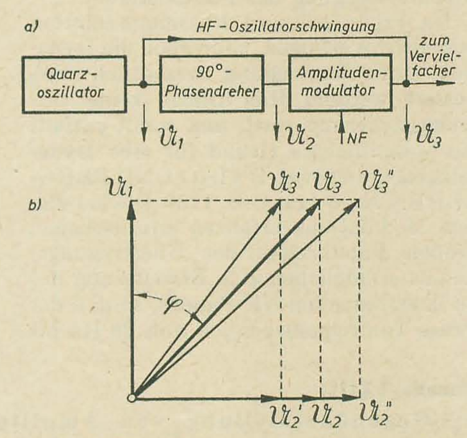


Bild 383: Phasenmodulation, a) Blockschaltbild, b) Vektordiagramm

90°-Phasendreher (meist ein gegenüber der Kristallfrequenz verstimmter Schwingungskreis) geleitet, durch die NF-Nachricht amplitudenmoduliert und am Ausgang des Modulators mit der ursprünglichen Schwingung überlagert (Bild 383a).

Fehlt die Modulation, so ergibt sich nach Bild 389 für die resultierende HF-Spannung $\mathfrak{U}_3$ ein bestimmter Phasenwinkel φ. Bei Modulation schwankt der Betrag der um 90° gedrehten Oszillatorschwingung im Takte der NF-Schwingung, was automatisch auf den Phasenwinkel des Vektors $\mathfrak{U}_3$ übertragen wird. Die Phasenwinkeländerungen sind nur für kleine NF-Amplituden der Lautstärke proportional. Die Amplitude der Ausgangsspannung $\mathfrak{U}_3$ bleibt allerdings nicht

[1]) Unter Empfindlichkeit versteht man hier den durch 1 V Steuerspannung erzeugten linearen Frequenzhub.

konstant, das heißt, es tritt eine unerwünschte Amplitudenmodulation auf. Diese muß bei der praktischen Ausführung eines solchen Modulators gering gehalten werden. Der erzielbare lineare Phasenhub wird somit sehr klein und ist bei den meisten Schaltungen kleiner als 0,02. Dies entspricht je nach Modulationsfrequenz einem äquivalenten Frequenzhub von etwa 10 bis 200 Hz. Dieser für eine einwandfreie Übertragung viel zu kleine Wert muß durch eine bis zu 400-fache Vervielfachung auf den Ausgangshub von 75 kHz gebracht werden. Der Aufwand für eine so hohe Frequenzvervielfachung ist meist nicht tragbar, so daß aus diesem Grunde die Phasenmodulation trotz der einfachen Frequenzstabilisierung durch einen Schwingkristall nur eine geringe technische Bedeutung besitzt und selten angewendet wird.

Vorteile und Nachteile der Frequenz- und Phasenmodulation

Neben der bereits besprochenen Eigenschaft frequenzmodulierter Schwingungen, den Einfluß von Störungen klein zu halten, ist senderseitig ein weiterer großer Vorteil mit dieser Modulationsart verbunden. Wegen der konstanten Schwingungsamplitude können die Senderöhren ständig mit der Oberstrichleistung und mit konstantem Wirkungsgrad arbeiten. Dies bedeutet höhere Sendeleistung und höhere Reichweite bzw. bei gegebener Reichweite einen kleineren Aufwand für die Stromversorgung des FM-Senders.

Da Frequenz- und Phasenmodulation leistungslos erfolgen, kann auch die Dynamik der Übertragung wesentlich verbessert werden. Hier findet keine Leistungssteuerung statt, und somit entfällt der wesentlichste Grund für eine Dynamikeinengung [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 4 (1954) S. 123]. Die bei diesem Modulationsverfahren erforderlichen großen Bandbreiten der Übertragungskanäle ermöglichen eine Erweiterung des zu übertragenden NF-Bandes, so daß der ganze Tonfrequenzbereich von 30 Hz bis 15 kHz übertragen werden kann. Die verbesserte Dynamik und das erweiterte Frequenzband gestatten eine ausgezeichnete Wiedergabequalität.

Wegen der breiten Übertragungskanäle ist die Verwendung dieses Modulationsverfahrens nur bei sehr hohen Frequenzen (Ultrakurzwellen) zweckmäßig. Die elektromagnetischen Schwingungen so hoher Frequenzen breiten sich ähnlich den Lichtwellen aus, so daß die Reichweite eines Senders annähernd auf die Sichtweite seiner Antenne beschränkt ist. Als Vorteil ist zu werten, daß die atmosphärischen Störungen wesentlich kleiner sind als bei Übertragungen mit niedrigeren Frequenzen (Mittelwellen, Langwellen). In bezug auf die wirtschaftliche Ausnutzung der Übertragungskanäle ist die geringe Reichweite allerdings ein Vorteil, da bei Gemeinschaftswellen eine wesentliche Erhöhung der Anzahl der verwendbaren Kanäle möglich ist.

Eine Gegenüberstellung von Frequenz- und Amplitudenmodulation zeigt Tabelle XXIII.

Mischung (Konversion)

Unter Mischung, Überlagerung oder Konversion[1]) versteht man eine besondere Art von Modulation. Sie wird im wesentlichen zur Frequenzumsetzung höherer Übertragungsfrequenzen in niedrigere Signalfrequenzen angewendet, die sich einfacher verstärken lassen. Mischstufen werden vornehmlich in der Empfangstechnik verwendet und bilden die Grundlage des sogenannten Überlagerungs-, Transponierungs-[2]) oder Superheterodynempfängers.

Die Mischung erfolgt in einer Röhre durch Überlagerung der HF-Eingangsspannung der Frequenz f_h mit der Spannung eines Überlagerers (Oszillators) der Frequenz f_o. Im Anodenkreis wird dann die sogenannte Zwischenfrequenzspannung der Frequenz

$$f_z = f_o - f_h \tag{215}$$

ausgesiebt und weiterverstärkt. Ist die HF-Spannung moduliert ($f_h \pm f_m$), so ist bei konstanter Oszillatorfrequenz f_o auch die ZF-Spannung mit dem gleichen Frequenzband moduliert. Durch die Mischung wird also nur die Trägerfrequenz in die Zwischenfrequenz umgesetzt. Die Modulation bleibt erhalten.

Nach Gleichung (27) [DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 6 (1953) S. 187] ist die Bandbreite der Resonanzfrequenz proportional. Man kann daher mit relativ niedrigen Zwischenfrequenzen kleine Bandbreiten erzielen, die eine einwandfreie Trennung der benachbarten Frequenzen ermöglichen und somit die Trennschärfe erhöhen.

Die für die Bildung der Kombinationsfrequenzen notwendige Nichtlinearität des Vorganges kann grundsätzlich auf zwei verschiedene Arten erzielt werden.

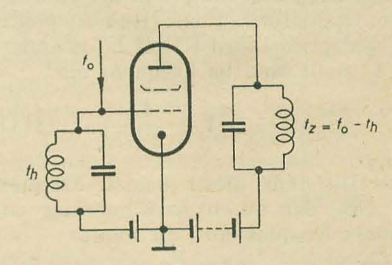


Bild 384: Prinzipschaltung der additiven Mischung

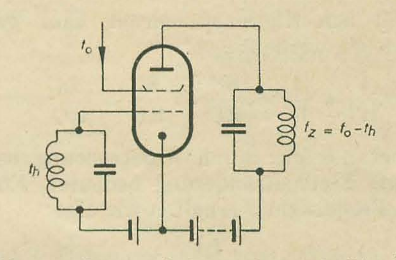


Bild 385: Prinzipschaltung der multiplikativen Mischung

Bei der sogenannten additiven Mischung werden sowohl die HF- als auch die Oszillatorschwingung der gleichen Röhrenelektrode mit nichtlinearer Kennlinie zugeführt. Es entstehen dadurch die Kombinationsfrequenzen $p f_o \pm q f_h$ [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7(1955) S. 220], aus deren Gemisch die Zwischenfrequenz im Anodenkreis ausgesiebt wird (Bild 384). Dabei können allerdings die durch Oberschwingungen erzeugten Störfrequenzen in die Nähe der Zwischenfrequenz fallen und die Eindeutigkeit des Mischvorganges in Frage stellen. Solche Störungen werden als Pfeiftöne wahrgenommen. Man wird aus diesem Grunde der Röhrenkennlinie eine günstige Form geben, so daß die Mischröhre möglichst wenig Oberschwingungen erzeugt.

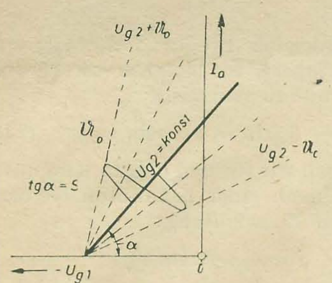
Bei multiplikativer Mischung werden die zu mischenden Schwingungen getrennten Elektroden zugeführt (vgl. Bild 385), das heißt, der Anodenstrom wird einmal durch die Oszillatorspannung und das andere Mal durch die HF-Spannung gesteuert. Dabei können die Kennlinien der gesteuerten Elektroden auch linear sein. Steuern wir nach Bild 385 das Schirmgitter einer Mehrgitterröhre mit

Tabelle XXIII:

Gegenüberstellung von Amplituden- und Frequenzmodulation

	Amplitudenmodulation	Frequenzmodulation
Trägeramplitude	Schwankt im Takte der Modulationsamplitude	Bleibt während der Modulation konstant
Trägerfrequenz	Bleibt während der Modulation konstant	Schwankt im Takte der Molulationsamplitude
Modulationsamplitude	Bestimmt den Amplitudenhub	Bestimmt den Frequenzhub
Modulationsfrequenz	Bestimmt die Anzahl der Amplitudenschwankungen des Trägers je Sekunde	Bestimmt die Anzahl der Frequenzschwankungen des Trägers je Sekunde
Trägerleistung	Die Gleichstromquelle muß zeitweise zusätzlich die Trägerleistung für die positiven Modulationsspitzen (Oberstrichleistung) liefern	Die Gleichstromquelle liefert lediglich die Trägerleistung (Strichleistung)
Modulationsleistung	Bei 100 %iger Anodenspannungsmodulation beträgt sie 50 % der Trägerleistung	Kein Bedarf an Modulationsleistung
Kanalbreite	Die Breite der zu übertragenden Seitenbänder ist durch die Modulationsfrequenz bestimmt. Sie beträgt im allgemeinen 9 kHz	Die Breite der zu übertragenden Seitenbänder ist durch die Modulationsamplitude bestimmt. Sie beträgt allgemein 200 kHz und mehr.
Anwendbarkeit in bezug auf die Trägerfrequenz	Praktisch bei jeder Hochfrequenz zu verwenden	Um die relative Kanalbreite klein zu halten, nur bei Trägerfrequenzen oberhalb 40 MHz zu verwenden
Reichweite	Die Trägerwellen haben Reichweiten bis 2000 km und mehr	Die Trägerwellen haben Reichweiten unter 300 km

[1]) Konversion = Umwandlung.
[2]) transponieren = umsetzen.



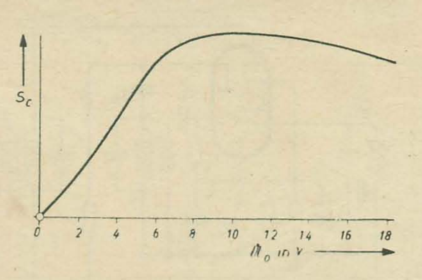


Bild 386: Wirkungsweise der multiplikativen Mischung nach Bild 385

Bild 387: Mischsteilheit moderner Mischröhren in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung

der Oszillatorspannung aus, so hat die Änderung der Schirmgitterspannung U_{g2} eine entsprechende Steilheitsänderung der I_a-U_{g1}-Kennlinie zur Folge (Bild 386). Einer veränderlichen Steilheit entspricht jedoch eine gekrümmte Kennlinie.

Mit der Steilheit schwankt auch der Anodenstrom der Röhre im Takte der Oszillatorspannung:

$$\mathfrak{J}_a = S \cdot \mathfrak{U}_{st} \sim \mathfrak{U}_o \cdot \mathfrak{U}_h \qquad (216)$$

Das bedeutet aber eine multiplitative Verknüpfung der beiden Schwingungen nach Gleichung (172) [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1955) S. 218], es entstehen also nur die Kombinationsfrequenzen $f_o \pm f_h$. Störfrequenzen sind nicht vorhanden.

Dieser Vorteil läßt sich jedoch praktisch nicht ausnutzen, da die Kennlinien meist nicht geradlinig sind und andererseits zur Erzielung einer möglichst großen Verstärkung das Kennlinienfeld voll ausgesteuert und unter Umständen auch übersteuert wird. Dadurch treten auch hier Störschwingungen auf, die eine Mehrdeutigkeit des Mischvorganges bedingen.

Mischsteilheit

Der Mischvorgang beruht darauf, daß die Kennliniensteilheit der Elektrode, der die HF-Spannung zugeführt wird, im Takt der Oszillatorfrequenz schwankt. Für die Mischverstärkung ist daher nicht die Röhrensteilheit maßgebend. Man rechnet zweckmäßiger mit der sogenannten Mischsteilheit. Sie ist als das Verhältnis des Zwischenfrequenzstromes $\mathfrak{J}_z$ im Anodenkreis der Mischröhre zur HF-Eingangsspannung $\mathfrak{U}_h$ definiert:

$$S_c = \frac{\mathfrak{J}_z}{\mathfrak{U}_h}. \qquad (217)$$

Die Mischsteilheit hängt ähnlich wie die Röhrensteilheit von den Elektrodenspannungen und außerdem von der Oszillatorwechselspannung $\mathfrak{U}_o$ ab. Diese Abhängigkeit erklärt sich daraus, daß mit steigender Aussteuerung durch die Oszillatoramplitude die Grundschwingung des ZF-Stromes zunächst zunimmt. Bei Übersteuerung wird der Stromflußwinkel immer kleiner, und die Amplitude der Stromgrundschwingung nimmt ab [vgl. Bild 362, RADIO UND FERNSEHEN Nr. 9 (1955) S. 281]. Zum Vermeiden von Verzerrungen darf jedoch nicht in das Gitterstromgebiet ausgesteuert werden.

Die Mischsteilheit wird am zweckmäßigsten durch Messen der Mischverstärkung $\mathfrak{V}_c$ bestimmt. Für diese kann bei großem Innenwiderstand der Mischröhre geschrieben werden:

$$\mathfrak{V}_c = S_c \cdot Z_a. \qquad (218)$$

Andererseits gilt definitionsgemäß:

$$\mathfrak{V}_c = \frac{\mathfrak{U}_z}{\mathfrak{U}_h}, \qquad (219)$$

so daß für die Mischsteilheit nach Gleichung (217) und (218) gilt:

$$S_c = \frac{\mathfrak{U}_z}{Z_a \cdot \mathfrak{U}_h}. \qquad (218a)$$

Den typischen Verlauf der Mischsteilheit in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung $\mathfrak{U}_o$ zeigt Bild 387. Die Mischsteilheit steigt zunächst ungefähr linear an, durchläuft bei etwa 8 bis 12 V ein flaches Maximum und fällt dann ab. Die maximale Mischsteilheit moderner Mischröhren liegt in der Größenordnung von 0,4 bis 0,8 mA/V.

Mischschaltungen

Mischschaltungen mit Eingitterröhren werden wegen ihres geringen Rauschens — sie haben einen äquivalenten Rauschwiderstand von etwa 7 kΩ — neuerdings bevorzugt. Das Rauschen ist bei Mischröhren im allgemeinen stärker als bei HF-Röhren, da die Mischsteilheit wesentlich kleiner ist als die Röhrensteilheit [vgl. DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 3 (1954) S. 89].

Am häufigsten wird die sogenannte Katodenmischung angewendet. Nach Bild 388 wird die in einer getrennten Röhre erzeugte Oszillatorschwingung in die Katodenleitung der Mischröhre eingekoppelt. Die HF-Spannung liegt zwischen Gitter und Masse. Zwischen Katode und Gitter befinden sich also die HF- und die Oszillatorspannung. Die Mischung erfolgt somit additiv. Über die Gitterkatodenkapazität der Mischröhre können unter Umständen starke Rückwirkungen des Oszillators auf den HF-Kreis auftreten. Dies hat eine störende Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz zur Folge. Durch geeignete Brückenschaltungen kann diese Kopplung beseitigt werden.

Eine selbstschwingende additive Mischschaltung zeigt Bild 389. Die HF-Schwingung wird dem Steuergitter zugeführt und die Oszillatorfrequenz durch Rückkopplung vom Anodenkreis erzeugt. Die Zwischenfrequenzspannung wird dem Anodenschwingungskreis entnommen.

Bei sehr hohen Frequenzen wird oft die sogenannte Diodenmischung angewendet (Bild 390). Es werden dann meist Kristalldioden wegen ihrer kleinen Eigenkapazität (< 1 pF) bevorzugt. In Reihe mit der Diode liegt der Gleichstromarbeitswiderstand R und der ZF-Kreis. R ist für die Hoch- und Zwischenfrequenz durch den Kondensator C kurzgeschlossen. Die Oszillatorspannung wird in die Katodenleitung eingekoppelt und der Diodenzweig zur Verringerung der Dämpfung des HF-Schwingungskreises lediglich an einen Teil der Kreisinduktivität angekoppelt. Die Mischverstärkung ist hier stets kleiner als eins.

Zur multiplikativen Mischung eignet sich jede Mehrgitterröhre. Die Schaltung kann mit getrenntem Oszillator oder mit selbstschwingender Mischröhre ausgelegt werden. Die heute gebräuchlichen multiplikativen Mischschaltungen verwenden als Mischröhren Hexoden, Heptoden und Oktoden. Der in den USA übliche Pentagridconverter entspricht weitgehend der Oktode. Der Vorteil dieser Doppelsteuerröhren liegt vor allem in der guten Entkopplung von HF- und Oszillatorkreis (vernachlässigbare Störausstrahlung der Oszillatorschwingung) durch die beiden Schirmgitter und in der höheren Mischsteilheit. Als Nachteil muß allerdings der hohe äquivalente Rauschwiderstand von etwa 70 kΩ in Kauf genommen werden.

Meist wird die Mischschaltung mit einer Hexode-Triode nach Bild 391 verwendet. Das erste Steuergitter der Hexode erhält die HF-Eingangsspannung, und dem zweiten Steuergitter wird die im Triodensystem erzeugte Oszillatorspannung durch direkte galvanische Verbindung zugeführt. Am Ableitwiderstand des Oszillatorsteuergitters entsteht eine der Oszillatoramplitude proportionale Gittervorspannung. Sie verhindert eine Übersteuerung des Mischvorganges, da sie sowohl auf das Trioden- als auch auf das

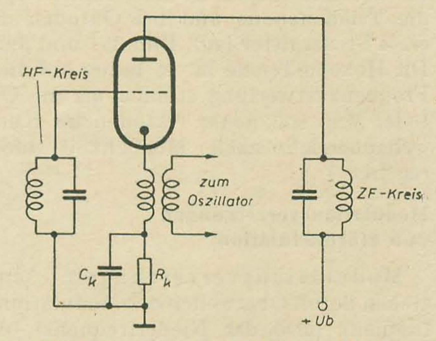


Bild 388: Katodenmischung (additive Mischung)

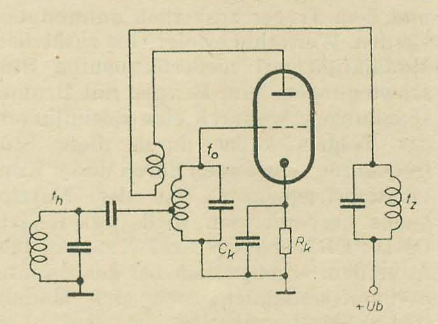


Bild 389: Additive Mischung mit selbstschwingender Mischröhre

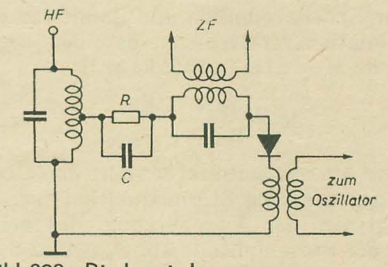


Bild 390: Diodenmischung

zweite Hexodensteuergitter einwirkt. Die Zuführung der Oszillatoranodenspannung erfolgt über einen Vorwiderstand (Parallelspeisung), wodurch der Drehkondensator gleichstromfrei gehalten werden kann. Dies ist meist aus konstruktiven Gründen erwünscht.

Bei der Oktodenmischung (Bild 392) übernimmt das System Katode, erstes Steuergitter und Hilfsanode die Schwingungserzeugung. Die HF-Eingangsspannung wird dem zweiten Steuergitter zugeführt. Die Einkopplung der Oszillatorschwingung erfolgt durch den Elektronenstrom selbst, da die Hilfsanode nur aus zwei parallelen Stäbchen besteht und der Katodenstrom hindurchfließen kann.

Zur Verstärkungsregelung ist bei modernen Mischröhren das Steuergitter, dem die HF-Eingangsspannung zugeführt wird, meist als Regelgitter ausgebildet. Die Regelspannung wird über ein RC-Siebglied geleitet, dessen Kondensator für die Hochfrequenz einen Kurzschluß darstellt (vgl. Bild 391 und 392). Durch Ändern der Vorspannung wird auch die Mischsteilheit in weiten Grenzen geändert. Diese Regelung kann insbesondere im Kurzwellenbereich wegen der gegenseitigen Kopplungen der einzelnen Elektroden durch die Entladungsvorgänge in der Röhre eine Verwerfung der Oszillatorfrequenz zur Folge haben. Man schaltet den Oszillatorkreis aus diesem Grunde an solche Elektroden, die vom Regelgitter genügend entkoppelt sind. Bei der Hexode-Triode ist dies zum Beispiel die Triodenanode und bei Oktoden das erste Steuergitter (vgl. Bild 391 und 392). Die Hexode-Triode ist in bezug auf diese Frequenzverwerfung stabiler als die Oktode. Man soll daher Oktoden im Kurzwellenbereich nach Möglichkeit nicht regeln.

Modulationsverzerrungen und Störmodulation

Modulationsverzerrungen entstehen durch Oberwellen der Modulationsfrequenz (also der Niederfrequenz), die sich an der gekrümmten Kennlinie bilden und dem Träger zusätzlich aufmoduliert werden. Weiterhin erfolgt eine zusätzliche Modulation mit niederfrequenten Störschwingungen, zum Beispiel mit Brummspannungen, wodurch eine Beeinflussung des Trägers außer durch diese Störfrequenzen selbst auch durch deren Kombinationsfrequenzen mit der Nutzfrequenz hervorgerufen wird [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1955) S. 220]. Außerdem ergeben sich bei gekrümmten Steilheitskennlinien noch eine Modulationsgradänderung und das sogenannte lineare Nebensprechen.

Ein einfaches Maß für die Krümmung einer Arbeitskennlinie und damit für die Modulationsverzerrungen ist der sogenannte Modulationsfaktor[1]):

$$M = \frac{S_{max} - S_{min}}{S_{max} + S_{min}} \qquad (220)$$

Der Modulationsfaktor stellt den Grad der gegenseitigen Störmodulation dar. Er hängt von der Aussteuerung, das heißt von der Störamplitude ab. S_{max} und S_{min} bedeuten hierbei die größte bzw. die

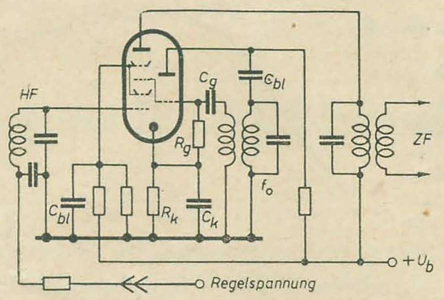


Bild 391: Multiplikative Mischung mit Hexode-Triode

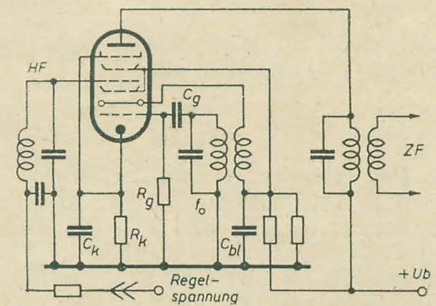


Bild 392: Multiplikative Mischung mit Oktode

kleinste Steilheit im Aussteuerbereich. Der Modulationsfaktor darf den Wert von etwa 20% nicht wesentlich überschreiten. Dies entspricht einem Klirrfaktor von 3 bis 5%. Bei linearen I_a-U_g-Kennlinien, also bei konstanter Steilheit, ist M = 0.

Die Brummodulation hat ihre Ursache darin, daß am Regelgitter neben der modulierten Trägerschwingung auch eine, meist niederfrequente, Störamplitude vorhanden ist, die den Träger zusätzlich moduliert. Diese Modulation wird im Lautsprecher als Brumm wahrgenommen. Eine solche Störung verursacht zum Beispiel bei Netzanschlußgeräten das Wechselstromnetz, entweder durch ungenügende Siebung der Betriebsspannungen oder durch kapazitive Kopplungen des Heizkreises mit dem Regelgitter. Die Brummodulation darf 1% der Nutzmodulation nicht überschreiten. Bei zu 70% moduliertem Träger beträgt die zulässige Brummspannung zum Beispiel 0,7% der Trägeramplitude.

Die Kreuzmodulation entsteht dadurch, daß die modulierte Trägerschwingung eines starken benachbarten Senders das Regelgitter erreicht. Sie moduliert im Takte ihrer Modulation den gewünschten Träger. Dadurch entstehen entsprechende Seitenschwingungen, die innerhalb der übertragenen Bandbreite liegen und weiter verstärkt werden. Sie treten als störende Musik- oder Sprachdarbietung im Lautsprecher auf. Um ein solches Nebensprechen zu vermeiden, muß durch hohe Trennschärfe vor der ersten Regelröhre dafür gesorgt werden, daß der Störsender genügend abgeschwächt wird. Die Kreuzmodulation darf 1% der Nutzmodulation nicht überschreiten.

Bei frequenz- und phasenmodulierten Schwingungen treten diese Störungen naturgemäß nicht auf, da hier die Amplitudenverzerrung ohne Bedeutung ist.

Schwebungen

Werden zwei sinusförmige Schwingungen gleicher Amplitude und annähernd gleicher Frequenz $\omega_1 \approx \omega_2$ einfach überlagert, so erhalten wir für die resultierende Schwingung:

$$u = \hat{u}\,(\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t). \qquad (221)$$

Schreiben wir für den obigen Klammerausdruck nach einer bekannten trigonometrischen Entwicklung:

$$\sin \omega_1 t + \sin \omega_2 t = 2 \sin \frac{(\omega_1 + \omega_2)\,t}{2} \cos \frac{(\omega_1 - \omega_2)\,t}{2},$$

so gilt für Gleichung (221):

$$u = 2\,\hat{u} \sin \frac{(\omega_1 + \omega_2)\,t}{2} \cos \frac{(\omega_1 - \omega_2)\,t}{2}. \qquad (221\,a)$$

Die rechte Seite der obigen Gleichung stellt eine Sinusschwingung der Frequenz $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ dar, deren Amplitude $2\,\hat{u}$ im Takte der Differenzfrequenz $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}$ geändert wird (Bild 393). Diese besondere Schwingungsform nennt man Schwebung. Die Differenzfrequenz wird als Schwebungsfrequenz bezeichnet und liegt meist im hörbaren Frequenzbereich. Sie kann durch Verändern einer Schwingungsfrequenz in der Tonhöhe stetig geregelt werden. Diese Eigenschaft der Schwebung ist besonders für Meßzwecke sehr vorteilhaft. Beim Empfang tonloser Telegrafiezeichen wird mit Hilfe eines Überlagerers eine Schwebung erzeugt, deren Tonhöhe im empfindlichsten Hörbereich zwischen 800 und 2000 Hz liegt.

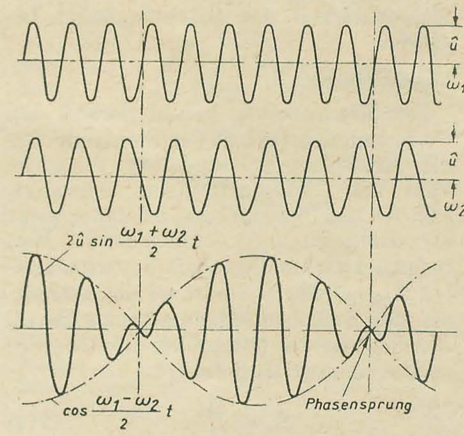


Bild 393: Überlagerung von Schwingungen gleicher Amplitude und annähernd gleicher Frequenz (Schwebungen)

Die Schwebung kann auch als eine amplitudenmodulierte Schwingung gedeutet werden. Die Hüllkurven sind jedoch jetzt Sinushalbwellen der Schwebungsfrequenz (vgl. Bild 394) und nicht Sinuskurven der Modulationsfrequenz. In jedem Schwebungsknoten springt dadurch die Phase um 180°, das heißt aber, daß sich hier die beiden Teilschwingungen aufheben. Sind die beiden Frequenzen ω_1 und ω_2 gleich groß, so entstehen keine Schwebungen (Schwebungsnull). Man erhält dann nach Gl. (221a) eine Sinusschwingung konstanter Amplitude ($2\hat{u}$).

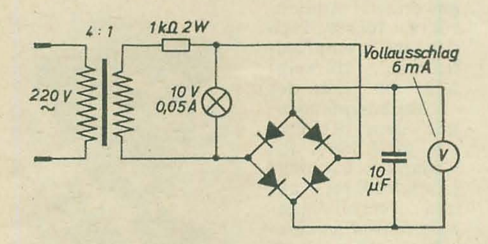
Wird fortgesetzt

[1]) Da der Klirrfaktor, seiner Definition entsprechend, die Kombinationsfrequenzen nicht berücksichtigt, eignet er sich nicht zur Erfassung der Modulationsverzerrungen.



Ein Netzspannungsmesser mit unterdrücktem Nullpunkt

In der Rundfunkwerkstatt sowie in der Amateurstation ist es wichtig, den genauen Wert der Netzspannung zu wissen, da die Frequenzkonstanz von Meßsendern, Tongeneratoren usw. stark spannungsabhängig ist. Bei einem normalen Weicheisenmeßinstrument ist der interessierende Bereich von 200 bis 240 V zu stark zusammengedrängt. Spezialmeßgeräte mit unterdrücktem Anfangsbereich sind jedoch teuer, so daß die Anschaffung oft unterbleibt. Es wurde deshalb versucht, ein solches Gerät aus einfachen und vorhandenen Mitteln zu bauen. Eine geringe Dehnung des Bereiches erhält man schon, wenn ein Drehspulinstrument mit einem Trockengleichrichter geshuntet und die Spannung am Gleichrichter so gewählt wird, daß dieser im gekrümmten



Teil der Kennlinie arbeitet. Eine größere Dehnung ist jedoch zu erreichen, wenn man einen stromabhängigen Widerstand parallel zum Instrument schaltet. Am besten eignet sich hierfür eine unterheizte Metallfadenglühlampe, die mit etwa $^{1}/_{10}$ der Nennspannung betrieben wird. Hierbei wird der durch das Instrument fließende Strom durch deren Stromspannungskennlinie bestimmt. Um den Gleichrichter im nichtlinearen Bereich zu betreiben, ist es noch notwendig, die Netzspannung herabzutransformieren. Die vollständige Schaltung zeigt das Bild.

Der Kondensator (10 μF, 6 bis 8 V) ist nur an sehr unruhigen Netzen notwendig, um kleine kurzzeitige Spannungsschwankungen zu unterdrücken. Meistens kann er jedoch ganz weggelassen werden.

Noch einige Hinweise zu den Einzelteilen. Im vorliegenden Falle wurde ein Instrument von 6 mA Endausschlag benutzt. 2 bis 3 mA Endausschlag ergibt jedoch eine bessere Dehnung; hierbei muß nur der Vorwiderstand vergrößert werden. Das Instrument soll eine Skala von etwa 60 bis 70 mm Länge aufweisen. Bei Verwendung kleinerer Instrumente wird die Bereichsdehnung durch schlechte Ablesegenauigkeit hinfällig. Als Trafo eignet sich ein NF-Übertrager aus dem VE 301 mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:4. Er zeigt auch im Dauerbetrieb keine Erwärmung. Der Gleichrichter wurde aus einer alten Selensäule hergestellt. Ein „Maikäfer" oder vier Sirutoren sind gleich brauchbar. Es ist jedoch unbedingt Graetzschaltung notwendig. Die Glühlampe ist eine Skalenlampe 10 V/0,05 A.

Mit den verwendeten Einzelteilen ergab sich eine Dehnung des Bereiches von 200 bis 240 V auf $^{4}/_{6}$ der Skalenlänge. Mit einem Instrument von 2 bis 3 mA sind $^{5}/_{6}$ erreichbar. Spannungen unter 110 V werden in beiden Fällen nicht angezeigt. Spannungsschwankungen von 1 bis 2 V um den Sollwert können ohne Schwierigkeiten beobachtet werden.

Manfred Klöppel, Bad Dürrenberg

Radiofernbedienung

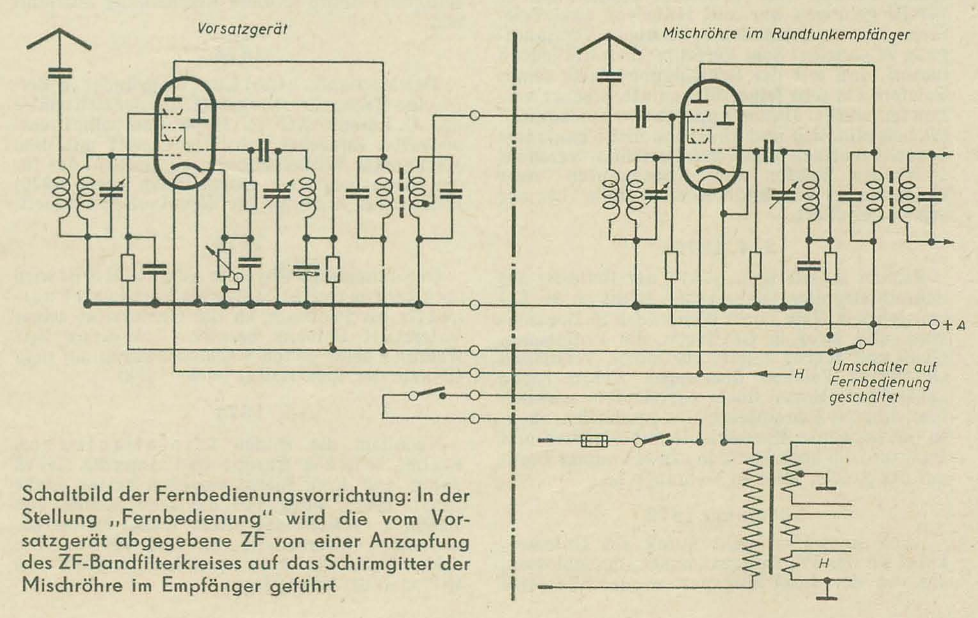
Die bisher bekannten Anordnungen für die Fernbedienung eines Rundfunkempfängers ermöglichen entweder nur das Ein- und Ausschalten und das Regeln der Lautstärke, oder sie sind, sofern noch eine Fernabstimmung hinzukommt, durch komplizierte Konstruktionen und erheblichen Mehraufwand an technischen Mitteln so teuer, daß eine allgemeine Anwendung so gut wie nicht möglich ist; es sei in diesem Zusammenhang an die Fernbedienungen mittels Drucktasten, Relais, Elektromotoren, Bowdenzügen usw. erinnert.

Mit der nachstehend beschriebenen Anordnung ist ein einfacher und betriebssicher arbeitender Zusatz geschaffen worden, der es gestattet, den an einem festen Platz stehenden Radioapparat von einem anderen Platz ein- bzw. auszuschalten, in seiner Lautstärke zu regulieren und auf jeden gewünschten Sender abzustimmen.

Dies wird dadurch erreicht, daß das Fernbedienungskästchen eine normale Eingangsstufe mit einer Mischröhre und den dazugehörigen Abstimmitteln in Kleinstausführung nebst einem Lautstärkeregler mit angebautem Netzschalter enthält und niederohmig mit einem dünnen mehradrigen Kabel mit dem Empfangsapparat über einen Umschalter verbunden ist. Der Umschalter, auf „Hauptgerät" geschaltet, hat in diesem Zustand zum Vermeiden gegenseitiger Störungen die Betriebsströme für den Fernbedienungsvorsatz ausgeschaltet; bei Stellung „Fernbedienung" sind dagegen die letztgenannten Betriebsströme eingeschaltet und die Eingangsstufe des Hauptgerätes (Oszillatorstufe der Mischröhre) abgeschaltet. Beim Übergang von Normal- auf Fernbedienung ist lediglich der Rundfunkapparat ein- und auf volle bzw. hohe Lautstärke zu schalten, unabhängig vom gerade eingestellten Wellenbereich.

Um auch diese letzten Handgriffe — Einschalten und Lautstärkeeinstellung des Hauptapparates — fortfallen zu lassen, kann der Umschalter mit weiteren Kontaktpaaren versehen werden, so daß bei „Fernbedienung" immer die volle Lautstärke eingestellt ist (unabhängig von der letzten Lautstärkeeinstellung!) und das Fernbedienungskästchen ein- bzw. ausschaltbereit ist, gleichgültig ob der Hauptapparat gerade aus- oder eingeschaltet ist. Es ist weiterhin vorgesehen, einen zusätzlichen zweiten Lautsprecher (ohne Trafo) im Fernbedienungsgerät unterzubringen mit der Möglichkeit, den eingebauten Lautsprecher im Hauptapparat im Bedarfsfalle abzuschalten, so daß nur der kleine Zusatzlautsprecher arbeitet. Dadurch erhält das Gerät den Charakter eines billigen und sehr leistungsfähigen (entsprechend der Leistung des Hauptapparates) Zweitempfängers. In einem solchen Falle wäre eine niederfrequente Lautstärkeregelung am Lautsprecherausgang zu erwägen.

H. Marsiske, Otterndorf



Schaltbild der Fernbedienungsvorrichtung: In der Stellung „Fernbedienung" wird die vom Vorsatzgerät abgegebene ZF von einer Anzapfung des ZF-Bandfilterkreises auf das Schirmgitter der Mischröhre im Empfänger geführt

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1872

In den größeren Städten Nordamerikas beginnen Privatgesellschaften mit dem Verlegen von Telegrafenleitungen von einzelnen Zentralstellen aus nach Privathäusern, durch die es mit einfachen Signalapparaten möglich war, einen Boten zu bestellen, einen Polizeibeamten zu Hilfe zu rufen oder ein ausgebrochenes Feuer zu melden.

Nachdem das Telefon erfunden war, wurden diese Distriktanlagen durch allgemeine Telefonanlagen ersetzt, die auch zu mancherlei anderen Zwecken verwendet wurden. Sie führten ebenfalls von den Wohnungen und Geschäftslokalen der Teilnehmer zu einer Zentralstation und waren dort mit Weckapparaten verbunden. Die Zentralstation stellte dann die gewünschten Verbindungen her. Auch diese Anlagen wurden bald in fast allen Städten Nordamerikas von über 10000 Einwohnern durch Privatgesellschaften betrieben.

1872

Weinold macht weitere Versuche, den Schall durch Drähte fortzuleiten (siehe 1865) und beschreibt die Ergebnisse seiner Versuche in der „Gartenlaube" und in seiner „Vorschule der Experimentalphysik".

1872

Der irische Elektroingenieur William du Bois Duddell wird geboren. Er erfand 1894 die „Sprechende Bogenlampe", die Grundlage für die Entwicklung des Lichtbogensenders in der drahtlosen Telegrafie (auf die der dänische Physiker Waldemar Poulsen 1903 seine Erfindung des Lichtbogensenders aufbaute), entdeckte 1900 den „Tönenden Lichtbogen", schuf damit ein Verfahren zum Erzeugen ungedämpfter Schwingungen mit Hilfe des Gleichstromkohlelichtbogens, erzielte hierbei mit wenigen Watt Schwingleistung Frequenzen bis zu 15000 Hz und hielt im September 1905 in London mehrere Vorträge über das Funkwesen, denen großes Interesse entgegengebracht wurde.

1872

Der Physiologe und Physiker Graham Bell beginnt auf Grund seiner Versuche auf dem Gebiete der Physiologie der Sprach- und Hörorgane mit dem Bau eines Telefons, eines Apparates, der dazu dienen sollte, Schallschwingungen auf elektrischem Wege auf große Entfernungen zu übertragen.

Er war nicht der erste, der sich diese Aufgabe gestellt hatte. Seit längerer Zeit waren damals schon mechanische Telefone bekannt, und man war sich auch darüber im klaren, daß auf diesem Wege dieses Problem niemals wirklich brauchbar gelöst werden konnte. Der elektrische Strom war ebenfalls schon vor Bell von dem deutschen Lehrer Philipp Reis verwendet worden, dem es bereits gelungen war, mit Hilfe von zwei Telefonen eine einigermaßen brauchbare Verständigung zu erzielen. Sein Verfahren beruhte jedoch darauf, daß mit der Schwingungsplatte seines Telefons ein sehr feiner Stromunterbrecher verbunden wurde. Dieser Apparat war mechanisch sehr empfindlich und akustisch nicht besonders brauchbar. Nach damaligen Berichten waren im Reis'schen Telefon die Konsonanten zwar einigermaßen verständlich, die Vokale aber nur sehr mangelhaft.

2. 4. 1872

Samuel Morse (geb. 1791), der Erfinder des Schreibtelegrafen (siehe 1835), stirbt im 81. Lebensjahre in New York. Wenn auch in Deutschland, und zwar in Göttingen, die Professoren Gauß und Weber bereits vor seinen Versuchen elektrische Zeichen übertragen haben (siehe 1833), hat Morse doch zuerst den wirklich brauchbaren Schreibtelegrafen geschaffen, ebenso die bekannte Morseschrift mit Strichen und Punkten, die noch heute in etwas anderer Form auf der ganzen Erde in Gebrauch ist.

November 1872

Auch Australien wird durch ein Unterseekabel an das Welttelegrafennetz angeschlossen, das von der Insel Singapur an der Südspitze Hinterindiens über Batavia, die Hauptstadt des holländischen Java, von dort über Land und über Timor, die bedeutendste der kleinen Sunda-Inseln, nach Port Darwin in Nordaustralien, geführt wurde. Die schwierigste Aufgabe bestand darin, das Kabel durch den teilweise völlig öden australischen Erdteil fast 3000 km bis zu dessen Südküste weiterzuführen. Durch diese Kabelverlegung konnte London mit Adelaide über eine Kabelverbindung von rund 36000 km, von denen mehr als 28000 km unterseeisch verliefen, in direkten Kabelverkehr treten.

1873

Der englische Kabelingenieur Willoughby Smith benutzt das Selen wegen seines hohen Widerstandes beim Messen und Zeichengeben während der Legung von unterseeischen Kabeln. Versuche ergaben, daß das Selen den verlangten Widerstand bietet und daß dieser Widerstand demjenigen eines von der Erde bis zur Sonne reichenden Telegrafendrahtes gleichkommen würde. Außerdem stellte sich heraus, daß der Widerstand außerordentlich wechselnd ist. Bei Versuchen, die Ursachen dieser Veränderlichkeit festzustellen, entdeckte Smith's Gehilfe May, daß der Widerstand des Selens, sobald es dem Licht ausgesetzt wurde, niedriger war, als wenn es im Dunkeln blieb. Er fand, daß die elektrische Leitungsfähigkeit des Selens vom Licht beeinflußt wird und daß man in der modernen Elektrotechnik, zum Beispiel auch beim Telefon, diese Lichtwirkung ausnutzen könne. Die ersten gelungenen Versuche dieser Art veranlaßten ihn zu der enthusiastischen Äußerung: „Mr. Preece hat uns erzählt, daß mit Hilfe des Mikrofons das Laufen einer Fliege so laut gehört werden kann, daß es dem Stampfen eines Pferdes auf einer hölzernen Brücke gleicht; aber ich kann Ihnen etwas erzählen, was nach meiner Ansicht noch wunderbarer ist, nämlich, daß ich mit Hilfe des Telefons einen Lichtstrahl auf eine Metallplatte fallen hörte".

In einem Brief vom 4. 2. 1873 berichtete er dem Vizepräsidenten der Society of Telegraph Engineers, daß er auf der Suche nach geeigneten Hochohmwiderständen für sein Verfahren, mit dem er ständig unterseeische Kabel überwachen wollte, während des Auslegens auch mit Selenstäben experimentiert habe, doch habe er damit keine günstigen Ergebnisse erzielt. Wohl habe der Widerstand allen Wünschen entsprochen (einige Stäbe besaßen 1400 Megohm), doch zeigten sich bei den Überwachungsmessungen große Unstimmigkeiten. Bei der Untersuchung der Ursache dieser starken Widerstandsschwankungen ergab sich, daß sich der Widerstand mit der Intensität des Lichtes veränderte und die Leitfähigkeit zwischen 15 und 100 % schwankte. In einem weiteren Brief vom 3. 3. 1876 an die Gesellschaft stellte er diese Erscheinung abermals fest.

1873

Der Mechaniker Carl Lorenz gründet in Berlin eine Mechanikerwerkstatt, aus der sich später die C. Lorenz AG in Berlin-Tempelhof entwickelte. Zunächst arbeitete Lorenz mit dem Mechaniker Wilhelm Horn zusammen, der für die Strousbergschen Eisenbahnen (siehe 1870) bedeutende Aufträge für Signalanlagen erhielt.

1873

Der italienische Physiker Augusto Righi wird im Alter von erst 23 Jahren als Nachfolger Pacinottis als Professor an die Universität seiner Vaterstadt Bologna berufen. Aus dieser Zeit stammen seine ersten Untersuchungen auf dem Gebiete der Elektrizität (siehe 1878).

1873

Nachdem die beiden transatlantischen Kabel zwischen Europa und Amerika sieben Jahre lang ihren Dienst versehen hatten (siehe 1866), bricht etwa 120 deutsche Meilen von Valencia entfernt das ältere Kabel in der bedeutenden Meerestiefe von fast 4000 m. Die beiden Teile wieder zu vereinigen, kostete drei Millionen deutsche Mark.

1873

Der spätere Radiotechniker Adolf Slaby wird nach beendetem Studium, das er mit äußerster Willenskraft trotz sehr bescheidener finanzieller Mittel durchgeführt hatte, sowie nach bestandenem Abschlußexamen Lehrer für Mathematik und Mechanik an der Gewerbeschule in Potsdam.

1873

Sigmund Schuckert gründet in Nürnberg eine Elektrowerkstatt, aus der die Schuckert-Werke entstanden, die sich später mit den Siemensbetrieben vereinigten.

1873

Auf den europäisch-indischen Telegrafenlinien werden in diesem Jahre rund 40000 Depeschen befördert. Während ein Brief durchschnittlich 42 Tage brauchte, um von Europa nach Indien, Australien oder China zu gelangen, benötigte eine Depesche höchstens zwei Tage. Dies ergab für jede Depesche einen Zeitgewinn von 40 Tagen.

26. 8. 1873

Der Ingenieur Lee de Forest wird als Sohn einer schon seit Jahrhunderten in Amerika ansässigen Familie in Council Bluffs im Staate Jowa (USA) geboren. Nach seiner Schulzeit studierte er auf der Universität Yale, promovierte dort 1899 zum Doktor, begann 1900 als Ingenieur einer radiostationenbauenden Firma, in seiner Freizeit die zu dieser Zeit noch sehr unvollkommenen Radioempfangsapparate zu verbessern, traf im Oktober 1903 Vorbereitungen für die Übertragung zwischen Holyhead in Amerika und Dublin, schuf 1905 die auch für den Tonfilm wichtig gewordene Audionröhre, führte 1905 den weit empfindlicheren Hörempfang an Stelle des Schreibempfanges mit dem Kohärer ein, griff 1906 den Gedanken Flemings (Audionröhre) auf und vervollkommnete dessen Audionröhre, indem er als dritte Elektrode (Dreielektrodenröhre) ein Gitter zwischen Anode und Katode einführte, erhielt am 15. 1. 1907 das USA-Patent auf seine Dreielektrodenröhre, erfand die Audionschaltung sowie die Honigwabenspule, die in der Empfangstechnik mehrere Jahre eine große Rolle spielte, stellte 1909 umfangreiche Telefonieversuche zwischen dem Eiffelturm in Paris und New York an, die jedoch bei dem damaligen Stand der Technik noch erfolglos waren, und schuf im Sommer 1912 die erste Schaltung zur Erzeugung von Tonfrequenzschwingungen mit Röhren, wobei zur induktiven Rückkopplung ein Transformator mit Eisenkern diente.



Lee de Forest

November 1873

Der Sprachpsychologe Alexander Graham Bell stellt seinen ersten Telefonapparat fertig.

1874

Der schwedische Astronom und Physiker Anders Jonas Angström (geb. 1814), nach dem man die Lichtwellenlängen in Angström-Einheiten $= 10^{-7}$ mm angibt, stirbt im Alter von 60 Jahren.

1874

William Humann erhält das amerikanische Patent auf einen „magnetischen Sender" für die Übermittlung von Geräuschen zu telegrafischen Signalen.

Berichtigung

RADIO UND FERNSEHEN Nr. 10, Seite 307: Die Bildunterschriften der Bilder 1 und 2 sind auszutauschen.